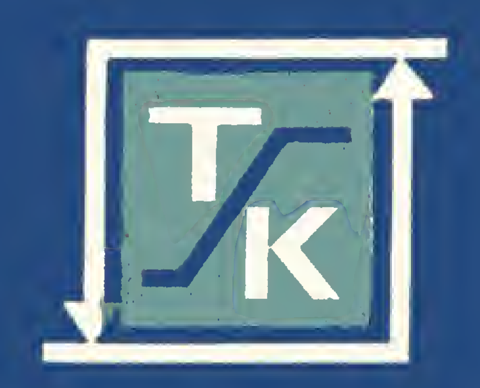
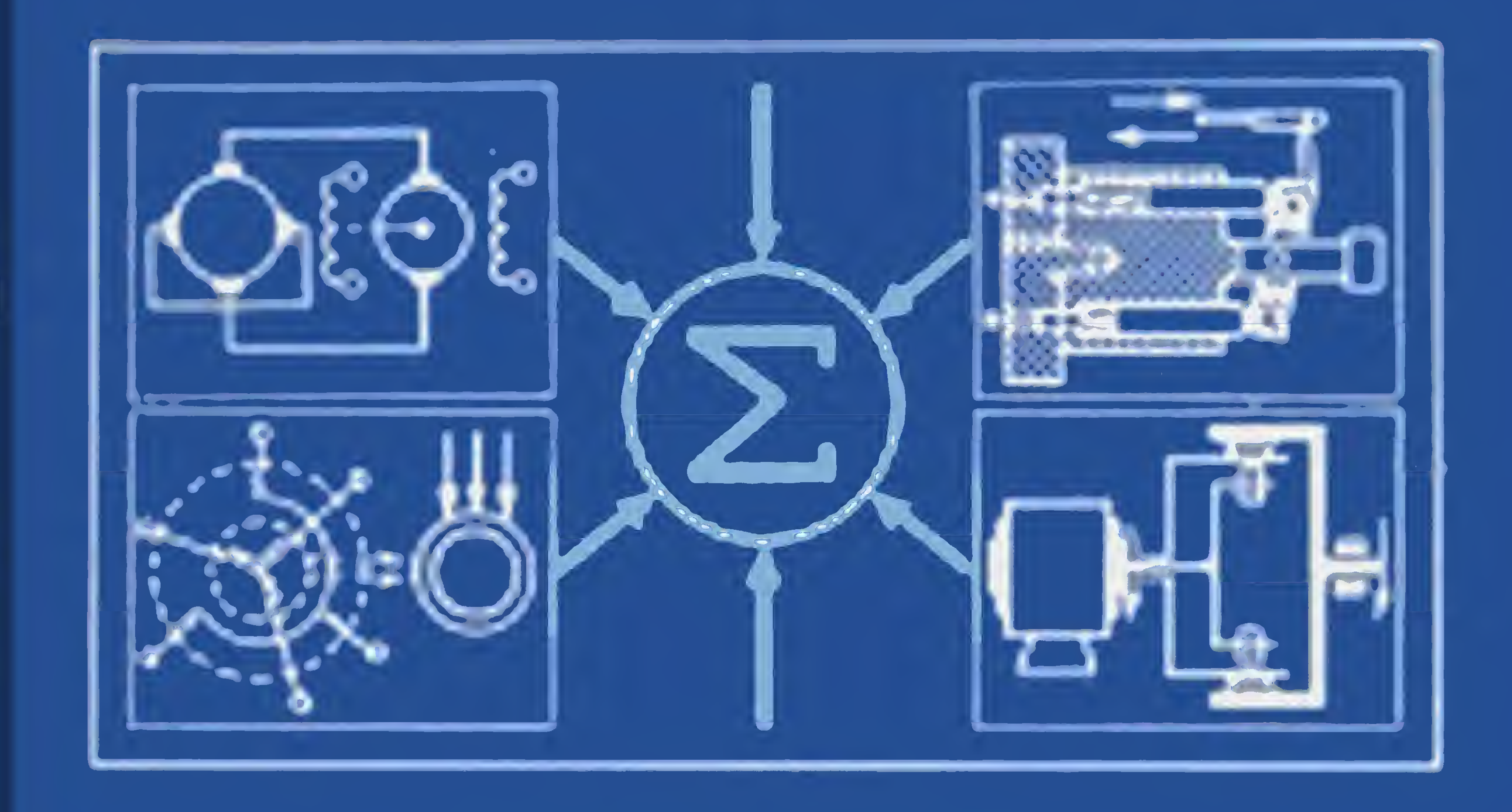


УСТРОЙСТВА
И ЭЛЕМЕНТЫ
САР
И САУ

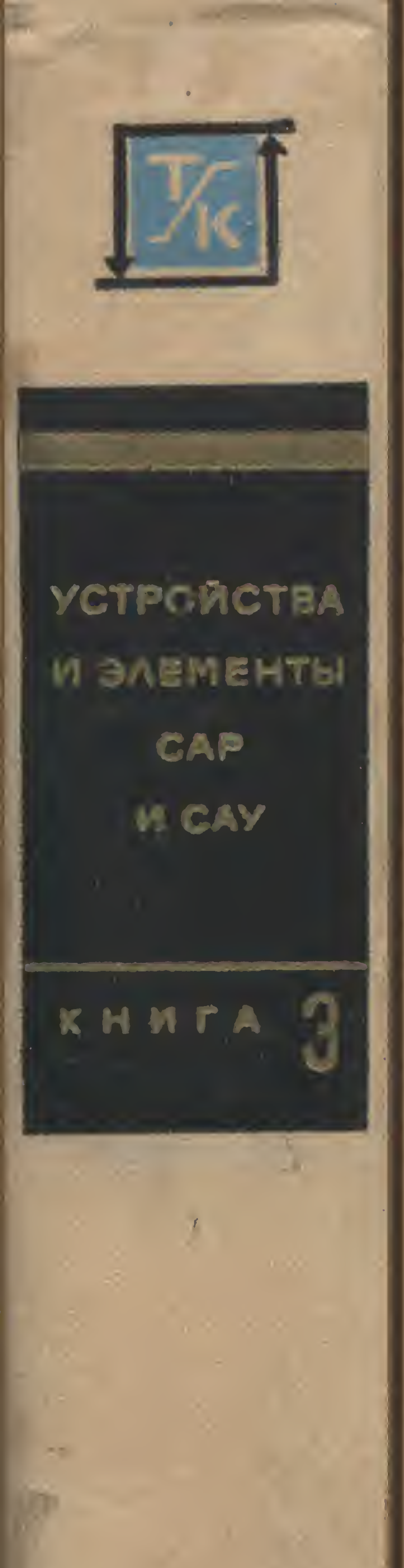
КНИГА 3

ТЕХНИЧЕСКАЯ КИБЕРНЕТИКА



УСТРОЙСТВА И ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ

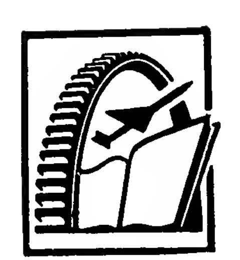
КНИГА 3



ТЕХНИЧЕСКАЯ



КИБЕРНЕТИКА



ТЕХНИЧЕСКАЯ КИБЕРНЕТИКА

СЕРИЯ ИНЖЕНЕРНЫХ МОНОГРАФИЙ

Под редакцией
доктора технических наук
профессора
В. В. СОЛОДОВНИКОВА

УСТРОЙСТВА И ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ

КНИГА 3

ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА И СЕРВОМЕХАНИЗМЫ

МОСКВА • «МАШИНОСТРОЕНИЕ» • 1976

6 Ф6
У 82
УДК 621.3.078 : 621.3.08

АВТОРЫ: П. В. БИРЮКОВ, канд. техн. наук (гл. XI, § 1—6, 8—10); А. Г. БОРОВКОВ, инж. (гл. I, § 6); Е. С. БЛЕЙЗ, канд. техн. наук (гл. II, § 2); В. Н. БРОДОВСКИЙ, д-р техн. наук (гл. IV, § 1—8); Е. В. ВЕСЕЛОВА, инж. (гл. XV, § 7); Н. В. ВОРОНЦОВ, канд. техн. наук (гл. II, § 8); В. И. ГОРБУНОВ, канд. техн. наук (гл. XV, § 8); В. Е. ГРУБРИН, инж. (гл. XI, § 7); А. С. ДЕМЕХИН, инж. (гл. XI, § 7); К. Е. ДМИТРИЕВ, канд. техн. наук (гл. X, § 3); Б. В. ЗАХАРОВ, инж. (гл. I, § 1); В. Г. ЗУСМАН, канд. техн. наук (гл. VI); Е. С. ИВАНОВ, канд. техн. наук (гл. IV, § 1—8); Е. С. КАВУН, канд. техн. наук (гл. I, § 3, 4, гл. VIII, § 1, 8); В. Ф. КАЗМИРЕНКО, канд. техн. наук (гл. XIV, § 1); В. А. КАЛАШНИКОВ, канд. техн. наук (гл. VIII, § 9, 10); П. Ф. КЛУБНИКИН, д-р техн. наук (гл. V, § 1—6); В. П. КОЛЕСНИК, канд. техн. наук (гл. I, § 7); С. В. КОСТИН, канд. техн. наук (гл. XI, § 1—6, 8—10); И. М. КРАССОВ, д-р техн. наук, проф. (гл. VIII, § 9, 10, гл. XIV, § 2—9); В. И. ЛОБАЧЕВ, канд. техн. наук (гл. IX, § 8); В. А. МЕЛЬКУМОВ, инж. (гл. I, § 5); Ю. В. МЕРЗЛЯКОВ, канд. техн. наук (гл. II, § 3—5); В. Л. МОРАЧЕВСКИЙ, канд. техн. наук (гл. XII, § 1—6); В. В. ПЕТРОВ, чл.-корр. АН СССР (гл. VIII, § 9, 10); В. Н. ПРОКОФЬЕВ, д-р техн. наук, проф. (гл. VIII, § 2—7, гл. IX, § 1—7, гл. X, гл. XIII, гл. XIV, § 1); В. А. РАТМИРОВ, д-р техн. наук (гл. VI); Б. Д. САДОВСКИЙ, д-р техн. наук (гл. II, § 1); Ю. Н. СЕМЕНОВ, канд. техн. наук (гл. II, § 2, 9, 10, гл. III, § 10); В. П. СЕРЕДКИН, канд. техн. наук (гл. XIV, § 2—6); Л. В. СОКОЛОВ, д-р техн. наук (гл. VII); В. В. СОЛОДОВНИКОВ, засл. деят. науки и техн. РСФСР, д-р техн. наук, проф. (предисловие, введение); Г. П. ТАРАСОВ, канд. техн. наук (гл. II, § 3—5); В. К. ТИТОВ, д-р техн. наук, проф. (гл. III, § 1—9); Ю. И. ТОПЧЕЕВ, д-р техн. наук, проф. (гл. XV, § 1—6); Ю. А. ХАРИТОНОВ, канд. техн. наук (гл. XIV, § 7—9); В. А. ХОХЛОВ, д-р техн. наук, проф. (гл. IX, § 7); Б. К. ЧЕМОДАНОВ, д-р техн. наук, проф. (гл. II, § 2—5); А. Ф. ЩЕГЛОВ, канд. техн. наук (гл. I, § 8, гл. II, § 1, 6, 7; гл. VIII, § 11); А. В. ЯКОВЛЕВ, канд. техн. наук (гл. I, § 1, 2, 6).

У82 **Устройства** и элементы систем автоматического регулирования и управления. Техническая кибернетика. Книга 3. Исполнительные устройства и сервомеханизмы. Колл. авторов. Под ред. засл. деятеля науки и техники РСФСР, д-ра техн. наук проф. В. В. Солодовникова. М., «Машиностроение», 1976.

735 с. с ил.

На обороте тит. л. коллектив авторов.

Книга посвящена исполнительным устройствам и сервомеханизмам систем автоматического регулирования и управления и является последней из трех книг, в которых рассматриваются элементы и устройства этих систем. В книге описаны принципы работы, конструктивные особенности, статические и динамические характеристики исполнительных устройств. В ней приведен выбор исполнительных устройств, динамический и энергетический расчет линейных и нелинейных сервомеханизмов, а также дана оценка их свойств и надежности.

У $\frac{30501\text{-}608}{038(01)\text{-}76}$ 13—75 6 Ф6

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящая книга входит в серию инженерных монографий «Техническая кибернетика» [1] и является последней из трех книг, посвященных устройствам и элементам систем автоматического регулирования и управления. В книге рассматриваются исполнительные устройства и сервомеханизмы.

В первых двух книгах были изложены: принципы построения, вопросы выбора, расчета, анализа и синтеза измерительных, чувствительных и преобразующих элементов (1-я книга); усилительных и корректирующих устройств (2-я книга), входящих в САР и САУ. Эти элементы, устройства и подсистемы предназначаются для получения и преобразования информации о состоянии системы управления.

Данная книга посвящена оконечным усилителям мощности систем регулирования и управления — исполнительным элементам, приводам и сервомеханизмам. Приводы и сервомеханизмы САР и САУ осуществляют усиление сигналов по мощности до уровня, достаточного для воздействия (в ряде случаев с помощью регулирующих органов) на управляемый объект.

При написании данной книги использовались соответствующие главы труда «Основы автоматического регулирования» [2]. Однако они были существенно дополнены и переработаны. Большое число глав и параграфов написаны заново с учетом основных достижений, полученных за последние годы.

Новыми разделами, в которых рассматриваются принципы построения, вопросы статики и динамики, а также связь с нагрузкой исполнительных устройств и сервомеханизмов, являются: электрические исполнительные элементы (бесконтактные, с частотным и частотно-токовым

---

[1] См. Техническая кибернетика. Теория автоматического регулирования. Под ред. В. В. Солодовникова, кн. 1 и 2, 1967; кн 3, ч. I и II, 1969. М., «Машиностроение».

[2] См. Основы автоматического регулирования. Элементы систем автоматического регулирования. Чувствительные, усилительные и исполнительные элементы. Т. II. Ч. I. М., Машгиз, 1959, с. 723.

управлением, с печатным ротором и др.); многоступенчатые пневматические исполнительные устройства; магнитные исполнительные элементы; электрогидравлические сервомеханизмы, а также механические передачи сервомеханизмов и др.

При выборе, анализе и проектировании исполнительных устройств используются методы, изложенные в книгах «Теория автоматического регулирования» данной серии, а также некоторые специальные методы, рассмотренные в настоящей книге.

В книге изложены основы энергетического расчета исполнительных устройств и сервомеханизмов, вопросы эквивалентности комбинированных сервомеханизмов. Ее отдельные параграфы посвящены общим вопросам надежности исполнительных устройств.

Выпуск серии инженерных монографий «Техническая кибернетика» в дальнейшем будет продолжен.

Следующие две книги серии «Техническая кибернетика» будут посвящены принципам построения, расчету и проектированию автоматических регуляторов и следящих систем.

В заключение выражаю свою искреннюю благодарность канд. техн. наук доценту А. В. Яковлеву за существенную помощь, оказанную им при подготовке книги к изданию.

В. В. СОЛОДОВНИКОВ

ВВЕДЕНИЕ

Эффективность и качество систем автоматического регулирования и управления (САР и САУ) в значительной мере определяются правильностью выбора и проектирования их исполнительных устройств.

Особенностью последних является то, что в них информационная и энергетическая сущность процессов регулирования и управления оказываются более взаимосвязанными, чем в других элементах и устройствах САР и САУ. Действительно, исполнительное устройство представляет собою элемент системы автоматического регулирования непосредственно (или при помощи регулирующих органов), соединенный с объектом регулирования или управления. Основная задача исполнительного устройства состоит в том, чтобы усилить сигнал, поступающий на его вход, до уровня мощности, достаточный для того, чтобы оказать требуемое воздействие на объект в соответствии с поставленной целью управления.

При проектировании систем регулирования исполнительные устройства приходится выбирать из уже имеющихся в наличии или формулировать технические условия на их разработку, поэтому специалист, проектирующий такие системы, должен располагать достаточно полными сведениями об исполнительных устройствах, а также о принципах и методах их построения. Важным фактором при выборе исполнительного элемента является обеспечение заданных показателей качества системы при имеющихся энергетических ресурсах, соблюдении требуемого теплового режима и допустимых перегрузках.

При синтезе структуры и выборе параметров исполнительного устройства или сервомеханизма используются различные критерии оптимальности: максимального быстродействия, минимальной полосы пропускания, максимума к. п. д., минимума расхода энергии, максимальной надежности, минимальной сложности и т. д.; при этом характеристики и параметры исполнительного устройства должны определяться из анализа САР или САУ в целом. Такого рода характеристиками исполнительных устройств и сервомеханизмов являются: энергетические, статические, динамические, а также технико-экономические, эксплуатационные и др.

Обязательным требованием к исполнительному приводу САР является минимизация мощности двигателя при обеспечении требуемых значений скоростей и моментов. Это приводит к минимизации энергетических затрат в системе управления.

Из сказанного выше следует, что при выборе исполнительного устройства или сервомеханизма существенную роль играют: источник энергии, имеющийся в распоряжении, необходимая мощность регулирующих воздействий, нагрузка на выходе и т. д. В соответствии с этим практический интерес при расчете и проектировании представляет классификация исполнительных устройств сервомеханизмов по виду энергии, используемой для питания их усилительных и исполнительных элементов.

Весьма важными факторами при выборе исполнительного устройства или сервомеханизма являются ограничения по массе, габаритным размерам и надежности.

После выбора типа исполнительного устройства или сервомеханизма (электрический, гидравлический, пневматический и т. д.) и определения его конструктивных параметров проводят исследования его поведения в статическом и динамическом режимах. Для этого прежде всего необходимо дать математическое описание работы сервомеханизма, т. е. составить его дифференциальные уравнения или найти передаточную функцию.

Требования к статическим и динамическим свойствам исполнительного устройства формируют на основе анализа задач, которые можно решить с его помощью в замкнутой системе автоматического регулирования. Но часто предварительную проверку выполнения этих требований можно производить (если желательно, чтобы изменения на выходе сервомеханизма воспроизводили изменения на его входе) при помощи методов анализа и расчета следящих систем. Поэтому на данном этапе проектирования полезной оказывается классификация сервомеханизмов как по виду их математического описания, так и по характеру сигналов на входе и выходе (непрерывные, дискретно-непрерывные, импульсные и т. д.).

В зависимости от типа, к которому принадлежит сервомеханизм (согласно этой классификации, а также принятой для него математической модели), выбирают тот или иной метод расчета и анализа его динамических свойств.

Необходимо, однако, подчеркнуть, что окончательное определение конструктивных параметров сервомеханизма следует производить на основе анализа его работы в замкнутой системе регулирования.

Вследствие того, что многие нагруженные исполнительные устройства имеют сходное математическое описание, представляется возможным разработать единую методику их аналитического проектирования.

При проектировании исполнительного устройства особенно большое значение имеет правильный выбор силового элемента.

Здесь необходимо подчеркнуть различие в исходных данных, которые необходимы для выбора обычных приводных двигателей, используемых в качестве силовых элементов в САР.

Обычно достаточно полной характеристикой приводного двигателя является его номинальная мощность в определенном режиме (при номинальной скорости). Иногда необходимо знать зависимость

вращающего момента от скорости при скоростях, мало отличающихся от номинальных. И только в случае тяговых двигателей требуется располагать зависимостью вращающего момента от скорости для всех возможных значений скорости; при этом поворот ротора двигателя не представляет интереса, так как вращающий момент, по крайней мере, в первом приближении от него не зависит.

В случае же силовых элементов исполнительных устройств САР для их выбора и расчета необходима гораздо более полная информация, так как требуется знание их свойств не только в установившемся, но и переходном режиме, поэтому необходимо располагать:

а) характеристикой, представляющей собой зависимость вращающего момента от скорости для всех значений скорости от нулевой до максимальной;

б) семейством таких характеристик для различных значений управляющего сигнала;

в) характеристиками в переходном режиме (передаточной функцией) схемы управления;

г) значениями момента инерции и коэффициента трения подвижных частей (причем всегда желательно, чтобы момент инерции был возможно меньшим).

Требования к исполнительному устройству, как к элемену САР, обычно сводятся к тому, чтобы он обеспечил определенную амплитуду колебаний на выходе при изменении частоты входного сигнала в заданном диапазоне частот и имел желаемую статическую точность.

При непрерывно возрастающих требованиях к диапазону и точности управления процессами существенное значение имеет исследование работы исполнительных устройств на нижнем пределе диапазона регулирования, когда особенно важно учитывать влияние разного рода нелинейных характеристик.

Исполнительные устройства воздействуют на регулирующие органы при помощи механических передач, поэтому при выборе, расчете и проектировании исполнительных устройств необходимо располагать сведениями о характеристиках и конструкции последних.

РАЗДЕЛ I

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА И СЕРВОМЕХАНИЗМЫ

Исполнительные устройства и сервомеханизмы САР служат для выработки регулирующих воздействий и могут представлять собой сложные системы, состоящие из многих элементов различной физической природы.

В настоящей книге классификация исполнительных устройств дана в зависимости от вида энергии, используемой для питания их выходных или исполнительных элементов.

В этом разделе рассматриваются электрические исполнительные устройства с электродвигателями постоянного тока, с двухфазными электродвигателями, с многофазными электродвигателями, с электромагнитными муфтами, с шаговыми двигателями, с магнитными исполнительными элементами.

Для каждого из перечисленных выше типов исполнительных элементов рассмотрены: принцип действия, элементы конструкции, типовые схемы, основные расчетные зависимости, статические и динамические характеристики, основные расчетные соотношения.

В гл. I, предшествующей основному содержанию раздела, изложены общие сведения, необходимые для выбора и расчета исполнительных устройств.

ГЛАВА I

ОСНОВЫ ВЫБОРА И РАСЧЕТА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ САР И САУ

1. КЛАССИФИКАЦИЯ И ВЫБОР ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ, УСТРОЙСТВ И СЕРВОМЕХАНИЗМОВ

Исполнительный элемент — оконченный каскад в системе автоматического регулирования или управления (рис. 1.1), воздействующий непосредственно или через согласующее устройство на регулирующий элемент или объект системы (например, возбудитель,

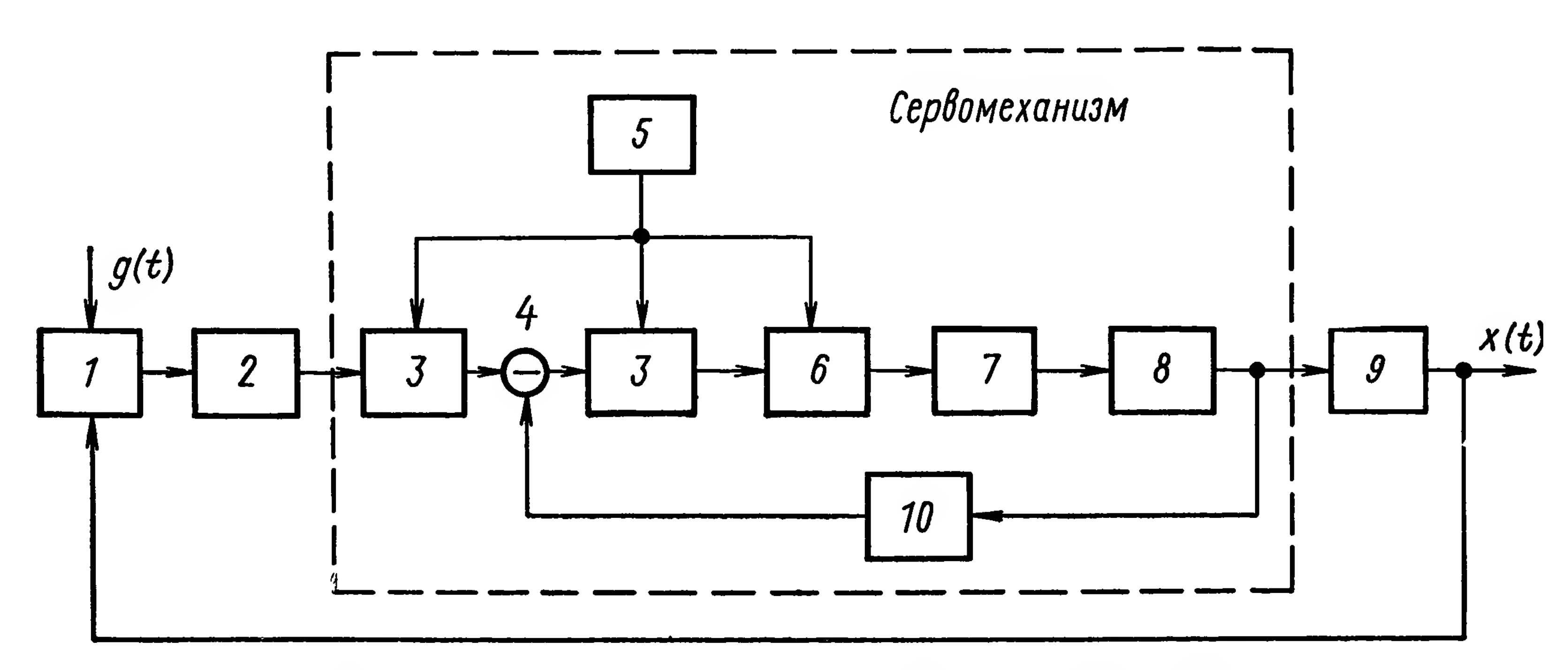


Рис. 1.1. Функциональная схема типовой САР:

1, 2, 4, 6 — измерительное, корректирующее, суммирующее и исполнительное устройства; *3* — усилители; *5* — источник питания; *7* — механическая передача; *8* — регулирующий орган; *9* — объект управления; *10* — элемент внутренней обратной связи

питающий обмотку генератора; электродвигатель, управляющий положением регулирующего клапана и т. д.). Ниже рассматриваются исполнительные элементы с механическим выходом, согласующими элементами которых являются разнообразные механические передачи.

Регулирующий элемент (регулирующий орган, например клапан, заслонка, вентиль, аэродинамический или газовый руль и т. д.), осуществляет изменение режима функционирования управляемого объекта [14].

Электрический исполнительный элемент с механическим выходом — электродвигатель (постоян-

ного, переменного тока, бесколлекторный, безредукторный, шаговый и т. д.); электромагнитная муфта; электромагнит (поворотный, втяжной и т. д.) или двигатель другого типа, применяемый в САР (или САУ) в качестве оконечного усилителя механической мощности. Эффект, оказываемый объектом или механической нагрузкой на исполнительный элемент, эквивалентен действию внутренних, или естественных обратных связей (см. § 2, гл. I настоящей книги). Поэтому при изложении физических особенностей функционирования исполнительных элементов и устройств с учетом действия нагрузки предполагается, что их математические модели имеют внутренние обратные связи. Такой подход используется в тех случаях, когда необходим детальный структурный анализ свойств и динамических особенностей исполнительных элементов с учетом действия нагрузки. Электрический исполнительный элемент с механическим выходом является составной частью автоматического привода САР или САУ.

Электрический привод САР (или САУ)[1] — электрическое исполнительное устройство, преобразующее управляющий сигнал в механическое воздействие с одновременным усилением его по мощности за счет внешнего источника энергии. Привод не имеет специального звена главной обратной связи и представляет собой совокупность усилителя мощности, электрического исполнительного элемента, механической передачи, источника питания и вспомогательных элементов, объединенных определенными функциональными связями. Звенья математической модели привода обычно охватываются естественными линейными и нелинейными обратными связями по нагрузке. Выходными величинами электрического привода являются линейная или угловая скорость, тяговое (перестановочное) усилие или вращающий момент, механическая мощность и т. д. Электрический привод должен располагать соответствующим запасом по мощности, необходимым для воздействия (в некоторых случаях с помощью регулирующих органов) на управляемый объект в форсированном режиме.

Разнообразные по принципу действия, конструктивному исполнению и техническим характеристикам электрические приводы САР и САУ, предназначенные для приведения в действие регулирующего органа или объекта управления, в настоящей книге объединяются под общим названием электрические исполнительные устройства.

Электрический сервомеханизм — представляет собой следящий привод, входящий в структуру САР (или САУ), который отрабатывает входной управляющий сигнал с усилением его по мощности. Элементы электрического сервомеханизма охватываются специальными элементами обратной связи; кроме того, могут иметь место внутренние обратные связи за счет нагрузки. Таким образом, сервомеханизм, имея в виду классификацию, приведенную в работах [14, 15], следует рассматривать как исполнительную подсистему САР или САУ. Методы проектирования электрических сервомеханизмов

---

[1] В специальной литературе электрическим приводом часто называется самостоятельный конструктивный агрегат, включающий иногда не все составные части, перечисленные выше.

как нелинейных систем с обратными связями приведены в работах [9, 11, 12, 13, 14, 16].

Механическая передача электрического привода или сервомеханизма осуществляет согласование внутреннего механического сопротивления исполнительного элемента с механической нагрузкой — регулирующим органом или объектом управления. Характерной особенностью механической передачи является люфт, наличие которого может привести к разнообразным автоколебательным режимам.

К механическим передачам относятся различные редукторы, кривошипно-шатунные, рычажные механизмы и другие кинематические элементы, в том числе передачи с гидравлическими, пневматическими и магнитными опорами (см. гл. XV настоящей книги).

Электрические источники питания исполнительных элементов, устройств и сервомеханизмов подразделяются на источники с практически бесконечной мощностью (значение их внутреннего сопротивления близко к нулю) и источники с ограниченной мощностью (значение внутреннего сопротивления которых существенно отличается от нуля). К последним относятся, например, источники питания разнообразных систем автоматического управления движущихся объектов. Режим работы таких источников может оказывать влияние как на статические, так и динамические характеристики САР.

Рис. 1.2. Структурная схема взаимодействия САР и источника питания:

$U_п$ и $I_п$; g и x — соответственно входные и выходные параметры источника питания и САР; $Z_{вн\ ист}$ — внутреннее сопротивление источника питания; передаточные функции: $W_1(s)$ — прямой цепи САР; $W_2(s)$ — прямой цепи источника питания; $W_{ос}$ — цепи обратной связи САР

Мощные усилительные и исполнительные элементы и устройства САР и САУ могут существенно нагружать источники питания. При ограниченной мощности источника и отсутствии точного энергетического согласования с усилительными и исполнительными устройствами их предельные динамические возможности не используются.

Измерительные и преобразующие элементы САР и САУ не являются силовыми и поэтому не оказывают заметного воздействия на источник питания. Однако нестабильность напряжения источника питания приводит к изменению режима работы и характеристик измерительных и преобразующих устройств. Изменение напряжения может быть связано с влиянием электрической нагрузки на источник питания ограниченной мощности. На рис. 1.2 приведена структурная схема, показывающая перекрестные связи элементов САР со стабилизированным источником питания конечной мощности. Передаточная функция $W_{21}(s)$ характеризует влияние регулируемого (или другого) параметра си-

стемы на режим работы источника питания; $W_{12}(s)$ — влияние величины напряжения источника питания на режим работы элементов и устройств САР.

Классификация электрических исполнительных элементов и устройств. В разнообразных САР и САУ находят применение следующие типы электрических двигателей и приводов, многие из которых имеют различные модификации и реализуют линейное, релейное, импульсное и оптимальное по быстродействию управление [3, 7, 10].

1. Электрические двигатели и исполнительные устройства постоянного и переменного тока различных типов:

устройства с релейным (или оптимальным) законом управления электродвигателем постоянного тока по цепи якоря;

устройства с импульсным управлением электродвигателем постоянного тока по цепи якоря;

устройства с линейным законом управления электродвигателем постоянного тока по схемам: генератор — двигатель, с ЭМУ, с магнитным, электронным или полупроводниковым усилителем и др.;

устройства с линейным или релейным управлением двухфазным асинхронным электродвигателем по схеме с магнитным, электронным или полупроводниковым усилителем и др.;

устройства с многофазным (например, с трехфазным) асинхронным электродвигателем и др.

2. Электромагнитные муфты с приводным электродвигателем постоянного или переменного тока:

с релейным законом управления фрикционными муфтами;

с импульсным управлением фрикционными муфтами;

с линейным законом управления порошковыми муфтами;

с релейным управлением порошковыми муфтами;

с линейным управлением электромагнитными индукционными муфтами и т. д.

3. Шаговые электрические двигатели:

с импульсной обратной связью;

с цифровой обратной связью;

с гидравлическими или электрическими усилителями момента;

силовые электромагнитные (трехфазные) шаговые двигатели и др.

4. Специальные электродвигатели:

маховые массы (маховики) с электродвигателями постоянного (переменного) тока или с магнитогидродинамической системой;

магнитные системы (моментный магнитопровод) с использованием магнитного поля Земли.

Выбор электродвигателя. При выборе электродвигателя на этапе проектирования САР или САУ следует учитывать следующие факторы:

ограничения, предопределяемые источником энергии, типом усилительных и преобразующих устройств;

структуру и тип системы управления, а также требования к ее статическим (точности) и динамическим (показателям качества) характеристикам;

энергетические характеристики электродвигателей, так как серийный двигатель того или иного типа можно использовать лишь в опре-

деленном диапазоне мощностей, скоростей и ускорений; особое значение имеет также мощность, необходимая для управления электродвигателем;

конструкцию регулирующего органа, требования к характеру его движения, к величине перемещения и точности установки нулевого положения, а также величину и характер нагрузки;

параметры, характеризующие внешние условия, вибрацию, температуру, давление, влажность, радиацию и т. д.;

габаритные и весовые ограничения; габаритные размеры, в которые должен вписываться электродвигатель, исключают возможность применения тех или иных типов электродвигателей;

эксплуатационные требования, ресурс работы, время готовности, безопасность и удобство в обращении, ремонтоспособность и т. д.;

надежность, стоимость, экономичность и к. п. д.

Из указанных выше факторов специфическое значение имеют следующие. Во-первых, современная элементная база электронных управляющих устройств — гибридные и интегральные схемы — позволяет создавать устройства управления автоматическими приводами, обладающие широкими вычислительными и логическими возможностями. Наряду с этим, микроэлектронные схемы дают возможность существенно уменьшить габариты и массу управляющих устройств, повысить их надежность и ресурс работы. Большое значение микроминиатюризация имеет для решения сложных технических вопросов, связанных с унификацией устройств управления приводами.

Во-вторых, радиационная стойкость автоматических приводов имеет существенное значение для систем управления, работающих в условиях повышенной или значительной радиации (например, САР атомных электростанций, теплоходов и т. д.). Непосредственно на электрические исполнительные элементы ионизирующие излучения оказывают наименьшее воздействие по сравнению с электронными устройствами управления. Наиболее чувствительными к воздействию радиации являются полупроводниковые элементы и устройства систем управления, а также различные детали, выполненные из органических материалов. Металлы (электротехническая сталь, медь и др.) являются наименее чувствительными к радиации, так как им характерна высокая концентрация свободных носителей, кроме того, свойства металлов практически не зависят от дефектов кристаллической решетки. Так, допустимый поток нейтронов, при котором электрические и магнитные характеристики ухудшаются на 25% для металлов составляют 10^{24}—10^{25} н/м^2, а для полупроводниковых элементов 10^{16}—10^{17} н/м^2.

Поэтому необходимые меры по повышению радиационной стойкости или ослаблению воздействия ионизирующих излучений необходимо в первую очередь принимать к полупроводниковой и электронной аппаратуре управления.

При выборе типа электрического исполнительного элемента следует руководствоваться следующими общими требованиями.

Электродвигатели постоянного тока с релейным и импульсным управлением обычно применяются при малых нагрузках в системах с небольшими собственными частотами. Электродвигатели постоянного

тока с управлением по схеме генератор—двигатель или с ЭМУ требуют значительной мощности управления, громоздки, применяются лишь в мощных следящих приводах. Привод с линейным управлением двухфазным асинхронным электродвигателем по схеме с магнитным или электронным усилителем применяется в приборных (например, гироскопических) системах, где требуется малый момент инерции. Такой привод сложен в регулировке из-за нелинейности характеристик модулированного управления и остаточного момента; мощность привода и его к. п. д. невелики; привод требует значительной мощности управления. Электрический привод с трехфазным двигателем предпочтителен в системе с малыми собственными частотами и лишь при наличии источника трехфазного тока.

Привод с муфтами следует применять в тех системах, где необходимо высокое быстродействие при любых статических и малых динамических нагрузках. При этом требуется малая мощность управления; привод с муфтами сложнее привода с электродвигателем.

Шаговые двигатели используются в дискретных автоматических системах с заданной программой движения исполнительного органа, характеризующейся высокой точностью. Выбор типа шагового двигателя во многом определяется видом выходного сигнала ЦВМ, наличием элементов контроля положения вала нагрузки и серийных образцов дискретных преобразователей.

Специальные электродвигатели в основном используются для ориентации и стабилизации космических летательных аппаратов.

2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ НАГРУЖЕННОГО ИСПОЛНИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА

Уравнение динамики и передаточные функции. Рассмотрим динамику нагруженного электрического исполнительного элемента (или двигателя), описываемого нелинейным функционалом вида

$$\tilde{\Omega}=f_1(I_у;\ M_{вр})=f_2(U_у;\ M_{вр}), \qquad (I.1)$$

где аргументы $I_у$ или $U_у$ и $M_{вр}$ являются функциями независимой переменной t. Сигналам на входе исполнительного элемента в выражении (I.1) соответствуют $i_у(t)$ — функция тока управления и $u_у(t)$ — функция напряжения. Переменные $\Omega(t)$ и $M_{вр}(t)$ являются соответственно функциями угловой скорости и вращающего момента выходного вала исполнительного элемента.

Функционал $\tilde{\Omega}$ обычно задается графически. Связь между установившимися значениями $M_{вр} = M_{уст}$ и $\Omega = \Omega_{уст}$ электрического двигателя представляется в виде семейства механических характеристик аналогично семейству обобщенных механических характеристик

$$x_1=\psi_1(g_1;\ x_2)=\psi_2(g_2;\ x_2)$$

исполнительного элемента (см. линеаризованные обобщенные характеристики, изображенные на рис. I.3, *а*).

Механические характеристики электрического двигателя являются проекциями на плоскость $\Omega O M$ кривых $\Omega = f\,(M_{\text{вр}})$, получаемых, например, экспериментально при различных значениях некоторого параметра. Параметром семейства характеристик является в соответствии с (I.1) или ток $I_{\text{у}}$, или напряжение $U_{\text{у}}$. Линеаризованные механические характеристики $\Omega = f_1\,(I_{\text{у}};\ M_{\text{вр}})$ или $\Omega = f_2\,(U_{\text{у}};\ M_{\text{вр}})$ могут быть использованы в качестве исходных при анализе динамики линейной модели электрического исполнительного устройства или привода.

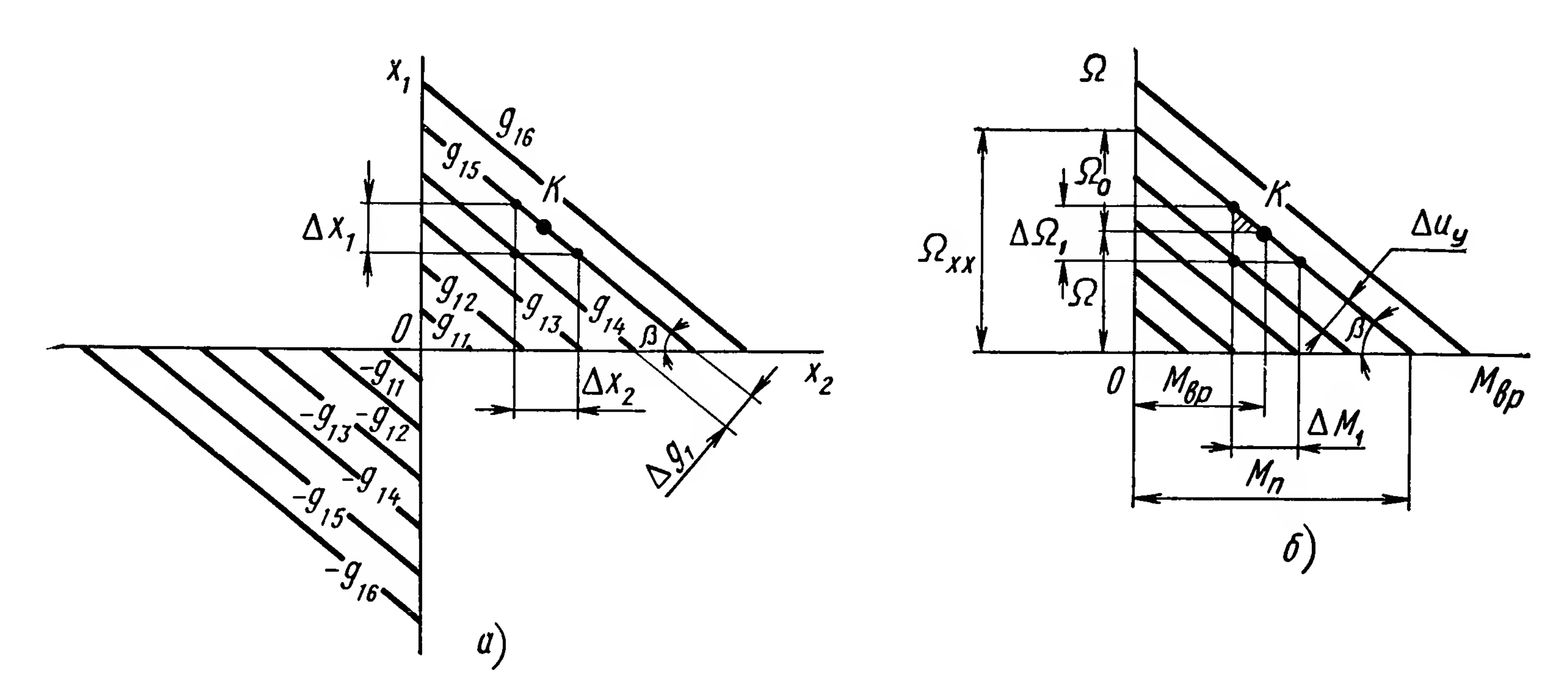


Рис. 1.3. Статические характеристики исполнительного элемента:
а — обобщенная линеаризованная; *б* — электрического исполнительного элемента

Если функция $\Omega = f\,(M_{\text{вр}})$, зависящая, например, от параметра $U_{\text{у}}$, имеет непрерывные частные производные $\frac{\partial\Omega}{\partial U_{\text{у}}}$ и $\frac{\partial\Omega}{\partial M_{\text{вр}}}$ в окрестности рабочей точки K, на поле механических характеристик, а функции $u_{\text{у}}\,(t)$ и $M_{\text{вр}}\,(t)$ дифференцируемы в точке $t = t_0$, то

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{\partial\Omega}{\partial U_{\text{у}}}\frac{dU_{\text{у}}}{dt} + \frac{\partial\Omega}{\partial M_{\text{вр}}}\frac{dM_{\text{вр}}}{dt}. \tag{I.2}$$

В выражении (I.2) частные производные $\frac{\partial\Omega}{\partial U_{\text{у}}}$ и $\frac{\partial\Omega}{\partial M_{\text{вр}}}$ представляют собой дифференциальные значения статического коэффициента передачи $k_{\text{дв}}$ и выходной (внутренней) механической проводимости $y_{\text{мех}}$ электрического исполнительного элемента, которые соответствуют, например точке K_1 на поле его характеристик.

Введем следующие обозначения:

$$k_{\text{дв}\,K_1} = \frac{\partial\Omega}{\partial U_{\text{у}}}\bigg|_{dM_{\text{вр}}=0}; \tag{I.3}$$

$$y_{\text{мех}\,K_1} = \frac{\partial\Omega}{\partial M_{\text{вр}}}\bigg|_{dU_{\text{у}}=0} = \operatorname{tg}\beta; \tag{I.4}$$

$$z_{\text{мех}\,K_1} = \frac{\partial M_{\text{вр}}}{\partial\Omega}\bigg|_{dU_{\text{у}}=0} = \frac{1}{y_{\text{мех}\,K_1}}; \tag{I.5}$$

$$z_{\text{эл}\,K_1} = \frac{\partial U_{\text{у}}}{\partial I_{\text{у}}}, \tag{I.6}$$

где $z_{\text{мех}\, K_1}$ и $z_{\text{эл}\, K_1}$ — дифференциальные значения выходного механического сопротивления и входного электрического сопротивления исполнительного элемента.

Значения $k_{\text{дв}}$, $y_{\text{мех}}$, $z_{\text{мех}}$ являются переменными, зависящими от положения рабочей точки в данный момент времени на поле нелинейных механических характеристик.

Изменение мгновенного положения рабочей точки (например, из K_1 в K_2) относительно аргументов $U_{\text{у}}$ и $M_{\text{вр}}$ характеризуется полным дифференциалом нелинейной функции $\Omega = f\,(U_{\text{у}};\ M_{\text{вр}})$

$$d\Omega = \frac{\partial \Omega}{\partial U_{\text{у}}}\, dU_{\text{у}} + \frac{\partial \Omega}{\partial M_{\text{вр}}}\, dM_{\text{вр}}, \qquad (I.7)$$

где дифференциал $d\Omega$ является главной частью полного приращения $\Delta\Omega$, линейной относительно приращений $\Delta U_{\text{у}}$ и $\Delta M_{\text{вр}}$ ее аргументов.

Выполняя линеаризацию нелинейной функции $\Omega = f\,(U_{\text{у}};\ M_{\text{вр}})$ по степеням малых приращений переменных, взятых в окрестности их значений (например, вблизи точки K), соответствующих установившемуся режиму работы нагруженного исполнительного элемента, вместо выражения (I.7) можно записать (см. рис. 1.3, *б*)

$$\Delta\Omega = \frac{\partial \Omega}{\partial U_{\text{у}}}\, \Delta U_{\text{у}} + \frac{\partial \Omega}{\partial M_{\text{вр}}}\, \Delta M_{\text{вр}} = k_{\text{дв}}\, \Delta U_{\text{у}} + y_{\text{мех}}\, \Delta M_{\text{вр}}, \qquad (I.8)$$

где $k_{\text{дв}}$ и $y_{\text{мех}}$ — передаточный коэффициент и механическая проводимость элемента при линеаризованных характеристиках ($\Delta\Omega = \Delta\Omega_1 - \Delta M_{\text{вр}} \operatorname{tg} \beta$).

Далее предположим, что уравнением комплексной механической нагрузки (сопротивления), связывающим приведенные выходные координаты $\Delta\Omega$ и $\Delta M_{\text{н}}$, является линейное интегро-дифференциальное уравнение вида

$$\Delta M_{\text{н}}\,(p) = (a_m p^m + \ldots + a_1 p)\, \Delta\Omega\,(p) + \frac{b\Delta\Omega\,(p)}{a'_n p^n + \ldots + a'_1 p + a'_0}, \qquad (I.9)$$

где $\Delta\Omega$ — приращение угловой скорости вала нагрузки;

$\Delta M_{\text{н}}$ — изменение момента нагрузки; a_1; a_2; ...; a_m; a'_0; a'_1; ...; a'_n; b — постоянные коэффициенты, характеризующие физические параметры сопротивления нагрузки (постоянные времени и т. д.).

Выражению (I.9) могут быть поставлены в соответствие разнообразные схемы соединения механических сопротивлений, т. е. различные способы нагружения исполнительного элемента.

В частном случае, если коэффициенты $a_1 = a_2 = \ldots a_m = 0$ и $a'_1 = a'_2 = \ldots = a'_n = 0$, то уравнение нагрузки, характеризующейся вязким трением, записывается в виде

$$\Delta M_{\text{н}}\,(t) = \frac{b}{a'_0}\, \Delta\Omega\,(t).$$

Из уравнения (I.9) следует также, что при $a_1 = a_2 = \ldots = a_m = 0$ и $a'_0 = a'_2 = a'_3 = \ldots = a'_n = 0$ момент упругой нагрузки

$$\Delta M_{н}(t) = \frac{b}{a'_1} \int \Delta\Omega(t)\, dt.$$

Если коэффициенты в уравнении (I.9) $a_2 = a_3 = \ldots = a_m = 0$ и $b = 0$, то сопротивление инерционной нагрузки, зависящей только от первой производной $\Delta\Omega(t)$, определяется из уравнения

$$\Delta M_{н}(t) = a_1 \frac{d}{dt} \Delta\Omega(t).$$

Переходя в уравнении (I.9) к изображениям при нулевых начальных условиях (если $b = 1$), получим

$$\Delta M_{н}(s) = \left(a_m s^m + \ldots + a_1 s + \frac{1}{a'_n s^n + \ldots + a'_1 s + a'_0}\right) \Delta\Omega(s). \qquad (I.10)$$

По определению передаточная функция приведенной комплексной механической нагрузки

$$Z(s) = \frac{\Delta M_{н}(s)}{\Delta\Omega(s)} = a_m s^m + \ldots + a_1 s + \frac{1}{a'_n s^n + \ldots + a'_1 s + a'_0}. \qquad (I.11)$$

В соответствии с выражением (I.8) линеаризованное уравнение электрического исполнительного элемента в форме изображений имеет следующий вид:

$$\Delta\Omega(s) = \frac{\partial\Omega}{\partial U_{у}} \Delta U(s) + \frac{\partial\Omega}{\partial M_{вр}} \Delta M_{вр}(s). \qquad (I.12)$$

Применив принцип Даламбера ($\Delta M_{вр} = \Delta M_{н}$), решим уравнения (I.11) и (I.12) совместно. В результате с учетом знака при $\frac{\partial\Omega}{\partial M_{вр}}$ получим передаточную функцию нагруженного электрического исполнительного элемента в виде отношения изображений угловой скорости $\Delta\Omega(s)$ и управляющего сигнала $\Delta U_{у}(s)$, т. е.

$$W^{\Omega}_{U_{у}}(s) = \frac{\Delta\Omega(s)}{\Delta U_{у}(s)} =$$

$$= \frac{\dfrac{\partial\Omega}{\partial U_{у}}}{1 + \left(a_m s^m + \ldots + a_1 s + \dfrac{1}{a'_n s^n + \ldots + a'_1 s + a'_0}\right) \dfrac{\partial\Omega}{\partial M_{вр}}} = \frac{\dfrac{\partial\Omega}{\partial U_{у}}}{1 + \dfrac{\partial\Omega}{\partial M_{вр}} Z(s)}. \qquad (I.13)$$

Аналогично путем исключения соответствующих переменных можно получить следующие передаточные функции:

$$W_{1I_у}^{\Omega}(s)=\frac{\Delta\Omega(s)}{\Delta I_у(s)}=\frac{\dfrac{\partial\Omega}{\partial I_у}}{1-\dfrac{\partial\Omega}{\partial M_{вр}}Z(s)};\qquad (I.14)$$

$$W_{2I_у}^{\Omega}(s)=\frac{\dfrac{\partial M_{вр}}{\partial I_у}}{Z(s)-\dfrac{\partial M_{вр}}{\partial\Omega}};\qquad (I.15)$$

$$W_{1I_у}^{M_{вр}}(s)=\frac{\Delta M_{вр}(s)}{\Delta I_у(s)}=\frac{\dfrac{\partial\Omega}{\partial I_у}}{\dfrac{1}{Z(s)}-\dfrac{\partial\Omega}{\partial M_{вр}}};\qquad (I.16)$$

$$W_{2I_у}^{M_{вр}}(s)=\frac{\dfrac{\partial M_{вр}}{\partial I_у}Z(s)}{Z(s)-\dfrac{\partial M_{вр}}{\partial\Omega}};\qquad (I.17)$$

$$W_{U_у}^{M_{вр}}(s)=\frac{\Delta M_{вр}(s)}{\Delta U_у(s)}=\frac{\dfrac{\partial\Omega}{\partial U_у}}{\dfrac{1}{Z(s)}-\dfrac{\partial\Omega}{\partial M_{вр}}}.\qquad (I.18)$$

Передаточной функции (I.13) может быть поставлена в соответствие структурная схема электрического исполнительного элемента, изображенная на рис. I.4, *б*. Звено с передаточным коэффициентом $\frac{\partial U_у}{\partial M_{вр}}$ в цепи обратной связи этой схемы позволяет перейти на поле линеаризованных механических характеристик от координаты $\Delta M_{вр}$ к параметру $\Delta U_у$. На рис. I.4, *а* в цепи обратной связи используются два звена с передаточными коэффициентами $\frac{\partial U_у}{\partial\Omega}$ и $\frac{\partial\Omega}{\partial M_{вр}}$.

Структурная схема, изображенная на рис. I.4, *в*, соответствует координате $M_{вр}$ и разности угловых скоростей $\Omega_я = \Omega_{хх} - \Omega_0$. Эти координаты определяют мгновенное положение рабочей точки на поле линеаризованных механических характеристик (см. рис. I.3, *б*). Суммарный возмущающий момент характеризует нелинейные механические связи двигателя с нагрузкой. Из рис. I.4 следует, что в статическом и динамическом режимах работы электрического исполнительного элемента механическая нагрузка проявляется как естественная отрицательная обратная связь, характер которой зависит от вида сопротивления нагрузки.

С т р у к т у р н ы е с х е м ы. На рис. I.5 изображены структурные схемы двигателя постоянного тока с независимым возбуждением

с учетом входного сопротивления $z_{\text{дв}}$. В отличие от схем рис. I.4 на рис. I.5 в соответствии с правилами структурных преобразований осуществлена перестановка звена механической нагрузки из цепи обратной связи в прямую цепь схемы, а звена, имеющего передаточный коэффициент $c_e = \frac{\partial U_{\text{я}}}{\partial \Omega}$ — наоборот. Поэтому сигнал рассогласования на рис. I.5

$$u = u_{\text{я}} - E \tag{I.19}$$

в отличие от схемы рис. I.4, *а* и I.4, *б*, где рассогласование

$$E = u - u_{\text{я}}. \tag{I.20}$$

Кроме того, структурные схемы рис. I.5 дополнены звеном, учитывающим нелинейную характеристику сухого трения:

$$M_{\text{дв}} = M_{\text{вр}} - M_{\text{тр}} \operatorname{sign} \Omega, \tag{I.21}$$

где $M_{\text{дв}}$ — движущий момент, который непосредственно приложен к комплексной механической нагрузке $Z(s)$, показанной на рис. I.5, *а*.

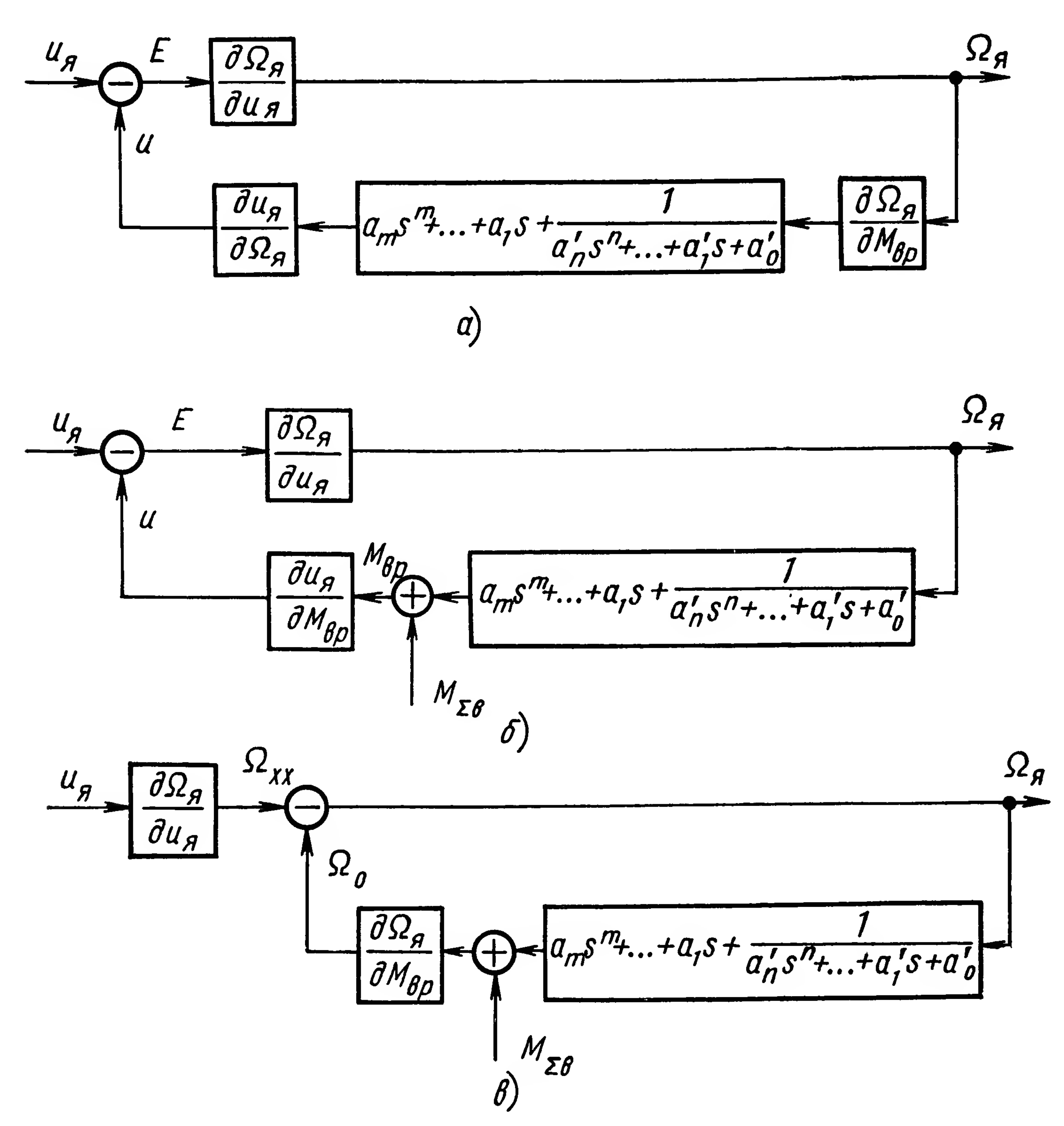


Рис. 1.4. Структурная схема электрического исполнительного элемента постоянного тока:

а — с промежуточной координатой $\Omega_{\text{я}}$; *б* — с промежуточной координатой $M_{\text{вр}}$; *в* — с суммированием угловых скоростей; $\partial u_{\text{я}} = \partial u_{\text{у}}$

Структурная схема электрического двигателя, нагруженного на инерционное механическое сопротивление J (рис. I.5, *б*), составлена по системе уравнений:

$$\left.\begin{aligned} &I(s)=\frac{1}{sL+R}U(s); \quad M_{\text{вр}}(s)=c_M I(s);\\ &\Omega(s)=\frac{1}{Js}M_{\text{дв}}(s)=\frac{1}{Js}[M_{\text{вр}}(s)-M_{\text{тр}}\operatorname{sign}\Omega];\\ &E(s)=c_e\Omega(s), \end{aligned}\right\} \qquad (I.22)$$

где $M_{\text{дв}}=M_{\text{и}}$ — инерционный момент.

Варианты структурных схем электрического двигателя постоянного тока с учетом инерционной нагрузки и характеристики сухого трения показаны на рис. I.6.

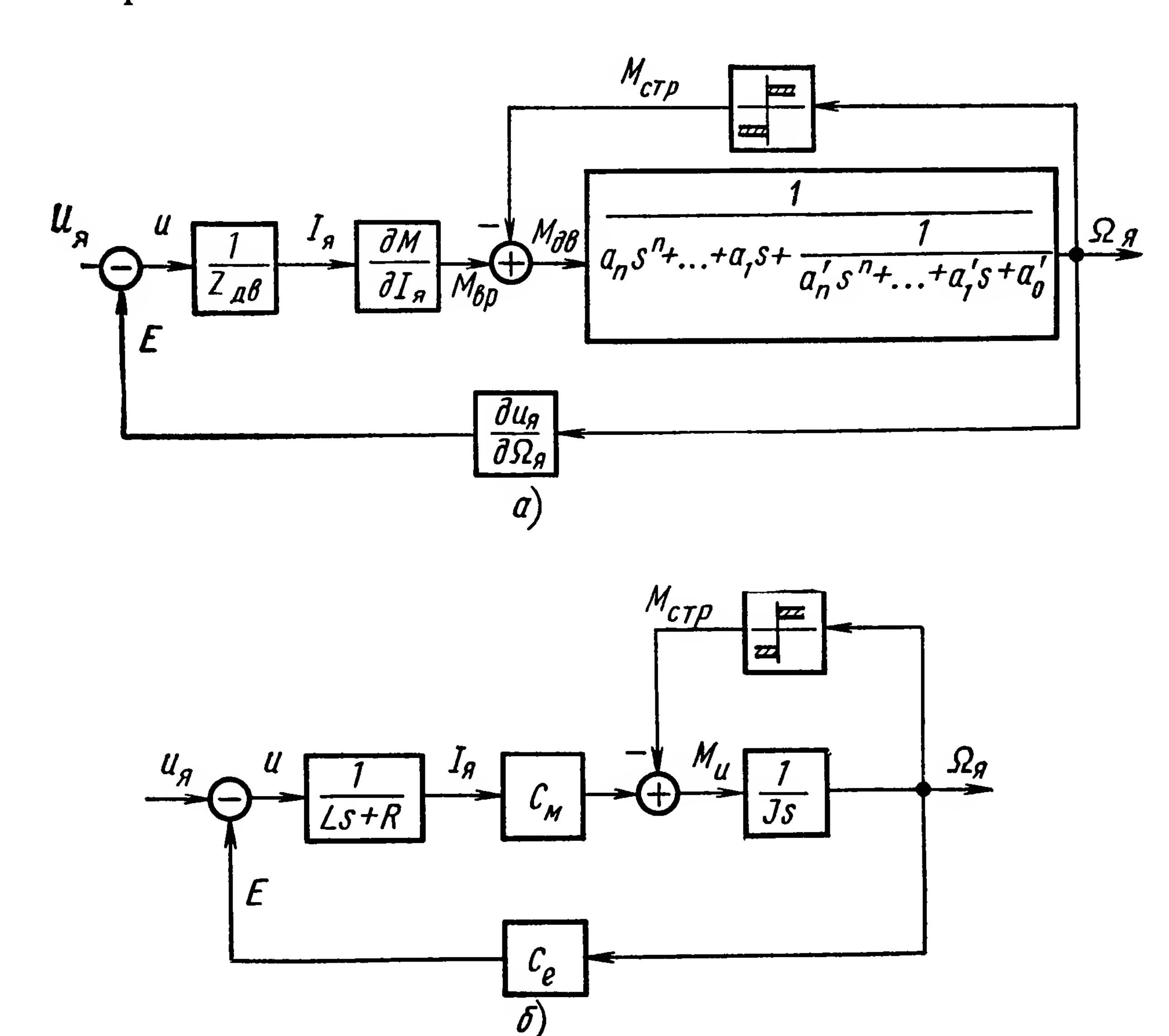


Рис. 1.5. Структурные схемы двигателя постоянного тока с независимым возбуждением:

а — схема с комплексной нагрузкой; *б* — с инерционной нагрузкой; $M_{\text{стр}}=M_{\text{тр}}\operatorname{sign}\Omega$

Учет ненулевых начальных условий при расчете исполнительного привода может быть выполнен следующим образом. Пусть динамика нагруженного электрического исполнительного элемента описывается линейным дифференциальным уравнением i-го порядка.

$$b_i\frac{d^i}{dt}\Omega(t)+\ldots+b_1\frac{d}{dt}\Omega(t)+b_0\Omega(t)=u_{\text{у}}(t) \qquad (1.23)$$

при некоторых начальных условиях

$$\Omega(0)=\Omega_0;\quad \left[\frac{d}{dt}\Omega(t)\right]_0=\Omega_0^{(1)};\ \ldots;\ \left[\frac{d^{-i\,1}}{dt}\Omega(t)\right]_0=\Omega_0^{(i-1)}.$$

Известно, что общее решение уравнения (I.23) имеет вид:

$$\Omega(t)=\frac{1}{L(p)}u_у(t)-\frac{1}{L(p)}\sum_{j=0}^{i-1}\frac{c_j}{p^j}+\Omega_0+\frac{\Omega_0^{(1)}}{p}+\ldots+\frac{\Omega_0^{(i-1)}}{p^{i-1}}, \quad (I.24)$$

где $\Omega_1(t)=\frac{1}{L(p)}u_у(t)$ — решение неоднородного уравнения (I.23) при нулевых начальных условиях;

$\Omega_2(t)=-\frac{1}{L(p)}\sum_{j=0}^{i-1}\frac{c_j}{p^j}+\Omega_0+\frac{\Omega_0^{(1)}}{p}+\ldots+\frac{\Omega_0^{(i-1)}}{p^{i-1}}$ — решение соответствующего однородного уравнения с заданными начальными условиями; коэффициенты $c_j=\sum_{r=j}^{i-1}\Omega_r b_{r-j}$; $(j=0;\ 1;\ \ldots;\ i-1)$.

Позиционный электрический следящий привод (рис. I.7) состоит из электродвигателя, нагруженного на механическое сопротивление; усилителя, передаточная функция которого $W_{ус}(s)$; тахогенератора (коэффициент передачи k_2); силового редуктора (передаточное число $k_3=1/i$); устройства для измерения углового рассогласования $\theta_\varepsilon=\theta_{вх}-\theta_{вых}$, работающего по схеме грубый — точный отсчет (коэффициент передачи измерительного устройства k_1). Передаточное число механической редукции точного отсчета $k_4=1/i_{то}$. На структурной схеме применены обобщенные координаты [14]: g_1 и g_2 — координаты входа (ток, напряжение или расход рабочего тела и давление на входе исполнительного устройства); x_1 и x_2 — координаты выхода (линейная или угловая скорость, перестановочное усилие или вращающий момент). Схема позиционного привода составлена с учетом нелинейных характеристик трения и люфтов в редукторах. Структурная схема исполнительного элемента следящего привода изображена на рис. I.7, *б*. На схеме нагрузка представлена в виде передаточной функции, обратной $Z(s)$, из выражения (I.11).

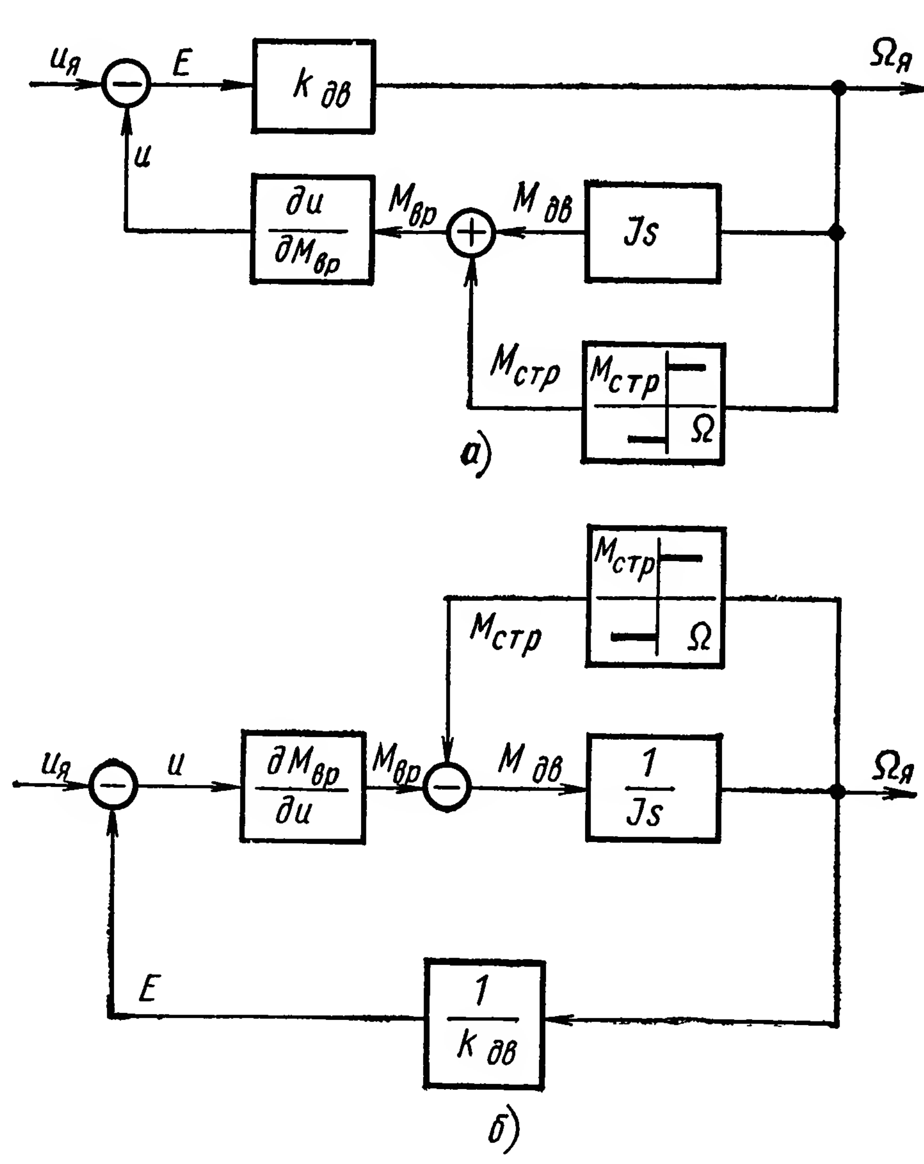


Рис. 1.6. Структурные схемы электрического исполнительного элемента с учетом сухого трения:

а — коэффициент $k_{дв}$ в прямой цепи; *б* — коэффициент $\frac{1}{k_{дв}}$ в цепи обратной связи

Интегрирующий (скоростной) следящий привод предназначен для точного управления угловой скоростью вала нагрузки. Для обеспечения высокой точности поддержания и стабильности угловой скорости вала нагрузки применяется схема электрический двигатель — тахогенератор, последний является элементом главной отрицательной обратной связи в приводе. Пусть механическая нагрузка характеризуется незначительным по величине приведенным моментом инерции J и нестационарным моментом сухого трения $M_{стр}$; коэффициент тахогенератора равен $k_{тг}$.

В качестве выходной физической координаты схемы рассмотрим движущий момент, который вращает вал электродвигателя, нагруженный приведенным моментом инерции J, с угловым ускорением $\dot{\Omega}_{\varepsilon}$.

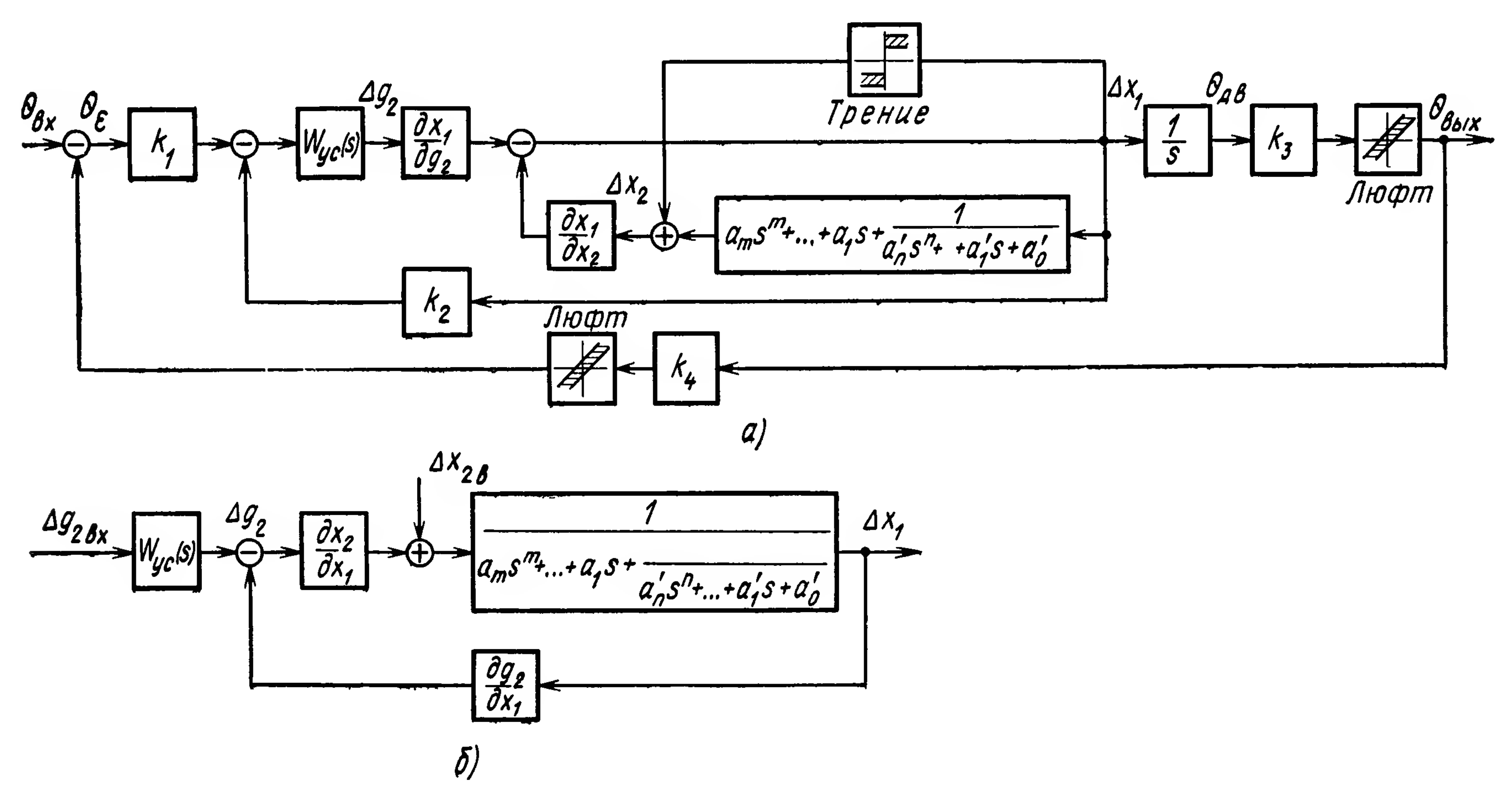


Рис. 1.7. Структурные схемы:

а — схема позиционного электрического следящего привода; *б* — исполнительного устройства

Угловая скорость

$$\Omega = \Omega_{\varepsilon} = \Omega_{хх} - y_{мех} M_{н} \qquad (1.25)$$

является мгновенной скоростью вала электродвигателя и представляет собой мгновенную разность между скоростью холостого хода $\Omega_{хх}$ и величиной, характеризующей уменьшение скорости вала за счет сопротивления нагрузки. Коэффициент $\frac{\partial \Omega}{\partial M_{вр}} = \operatorname{tg} \beta$ является коэффициентом собственного внутреннего демпфирования двигателя.

Структурная схема (рис. 1.8), полученная путем преобразования схемы интегрирующего привода, дает представление об изменении мгновенного значения скорости Ω_{ε} за счет нестационарности приведенного момента сухого трения в кинематических парах, а также в результате действия различных внутренних возмущающих моментов.

Такое явление может иметь место при малых значениях управляющего сигнала, подаваемого на вход электродвигателя, при которых вращающий момент $M_{вр}$ соизмерим с моментами сил сухого трения и

другими возмущениями. Этот режим представляет интерес при рассмотрении движения нагрузки с очень малыми скоростями, нестабильность которых может оказаться существенной для нормального функционирования интегрирующего привода.

Пусть мгновенная установившаяся скорость электродвигателя привода в момент t_1 имеет значение $\Omega_{\varepsilon 1}$. Этому значению скорости соответствует момент $M_{\text{с тр1}}$, равный $M_{\text{вр}}$ электродвигателя при отсутствии других моментов сопротивления. Предположим, что в t_2 из-за нестационарности сил трения приведенный момент стал равен $M_{\text{с тр2}}$, это приведет к изменению мгновенной установившейся скорости:

$$\Omega_{\varepsilon 2} = \Omega_{\text{хх}} - y_{\text{мех}} M_{\text{с тр2}}. \tag{I.26}$$

Здесь не учитывается «сглаживающее» действие инерционной нагрузки, что соответствует очень малым изменениям скорости при незначительной величине приведенного момента инерции J нагрузки.

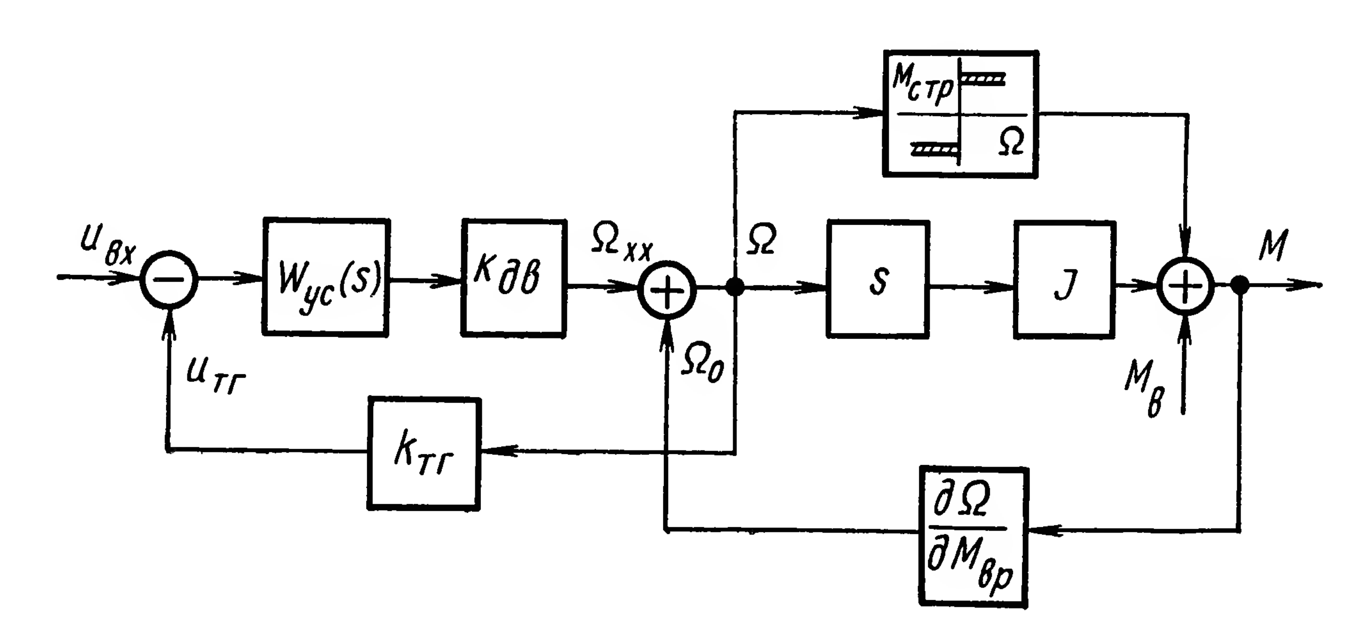


Рис. 1.8. Преобразованная структурная схема исполнительного элемента с тахогенератором (интегрирующего привода)

Из рассмотрения (I.25) и (I.26) следует, что мгновенная разность угловых скоростей

$$\Omega_{\varepsilon 1} - \Omega_{\varepsilon 2} = - y_{\text{мех}} (M_{\text{с тр1}} - M_{\text{с тр2}}) \tag{I.27}$$

может быть значительной при достаточно большом значении коэффициента $y_{\text{мех}}$ электродвигателя, если разность моментов мала.

Теперь оценим влияние тахометрической обратной связи в интегрирующем приводе на стабильность установившейся скорости выходного вала при нестационарности сил сухого трения. Для этого, применяя правила структурных преобразований, представим схему, показанную на рис. I.8, в виде рис. I.9. Звенья обратной связи, охватывающие динамический элемент sJ, представляют собой параллельное соединение двух безынерционных звеньев (при $k_{\text{ус}} = 1$):

$$y_{\text{мех}} = \frac{\partial \Omega}{\partial M_{\text{вр}}} \quad \text{и} \quad - \frac{k_{\text{дв}} k_{\text{тг}}}{1 - k_{\text{дв}} k_{\text{тг}}} y_{\text{мех}}.$$

Таким образом, эквивалентная жесткость механической характеристики исполнительного двигателя, охваченного тахометрической отрицательной связью, определяется выражением

$$y_{\text{мех э}} = y_{\text{мех}} \left(1 - \frac{k_{\text{дв}} k_{\text{тг}}}{1 + k_{\text{дв}} k_{\text{тг}}}\right) = A y_{\text{мех}}, \tag{I.28}$$

где $y_{\text{мех э}}$ — эквивалентная механическая проводимость.

Из соотношения (I.28) следует, что

$$y_{\text{мех э}} < y_{\text{мех}}, \tag{I.29}$$

так как для серийных электродвигателей и тахогенераторов

$$A = 1 - \frac{k_{\text{дв}} k_{\text{тг}}}{1 + k_{\text{дв}} k_{\text{тг}}} < 1. \tag{I.30}$$

Аналогично для выражения (I.27) имеем

$$(\Omega_{\varepsilon 1} - \Omega_{\varepsilon 2})_{\text{тг}} = - y_{\text{мех э}} (M_{\text{с тр1}} - M_{\text{с тр2}}). \tag{I.31}$$

Из соотношений (I.29) и (I.31) следует, что при прочих равных условиях

$$(\Omega_{\varepsilon 1} - \Omega_{\varepsilon 2})_{\text{тг}} < \Omega_{\varepsilon 1} - \Omega_{\varepsilon 2}, \tag{I.32}$$

т. е. мгновенное изменение установившейся скорости выходного вала интегрирующего электрического привода с тахометрической обратной связью за счет нестационарности сил сухого трения меньше, чем соответствующее изменение скорости привода без тахогенератора. В идеальном случае, если

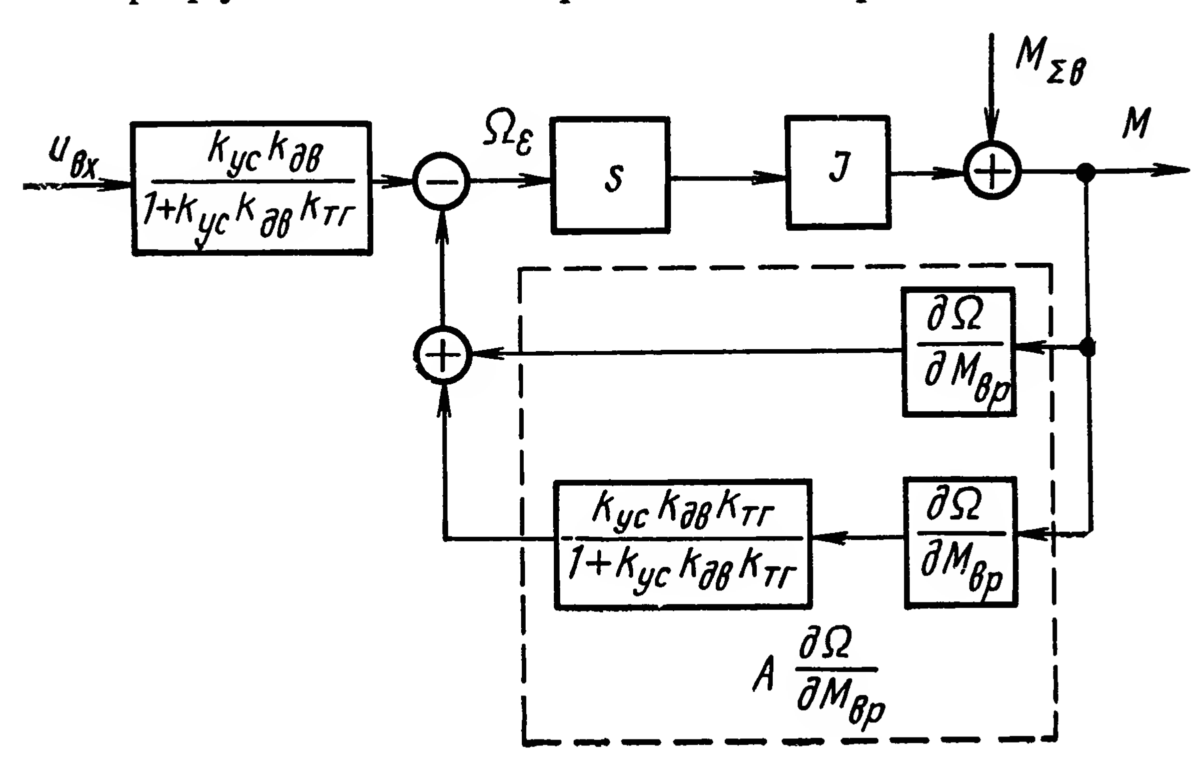


Рис. 1.9. Эквивалентная схема исполнительного элемента с тахогенератором

$$\frac{k_{\text{дв}} k_{\text{тг}}}{1 + k_{\text{дв}} k_{\text{тг}}} = 1, \tag{I.33}$$

то изменение сил сухого трения, а также других возмущающих сил, действующих со стороны нагрузки, не приведет к изменению установившейся угловой скорости привода.

Коэффициенты $k_{\text{дв}} k_{\text{тг}}$, а также $y_{\text{мех}}$ и $y_{\text{мех э}}$ являются также нестационарными и зависят как от режима работы двигателя (положения рабочей точки на поле механических характеристик двигателя), так и

от внешних возмущений, действующих на систему (например, изменение напряжения питания, температуры и т. д.).

Для улучшения стабильности коэффициента передачи замкнутого привода к стабильности и линейности характеристик тахогенератора (как элемента отрицательной обратной связи) должны предъявляться более жесткие требования, чем к элементам прямой цепи привода.

3. ПРОЕКТИРОВАНИЕ СЕРВОМЕХАНИЗМОВ

Сервомеханизмом обычно называют устройство, предназначенное для отработки управляющего сигнала (сигнала рассогласования), содержащее усилитель, исполнительный двигатель, цепь главной обратной связи, дополнительные обратные связи и различные корректирующие устройства. Сервомеханизм входит в состав любой системы управления в качестве исполнительного следящего привода, воздействующего на регулирующие органы или другие исполнительные элементы системы управления. Структурная схема сервомеханизма показана на рис. I.10.

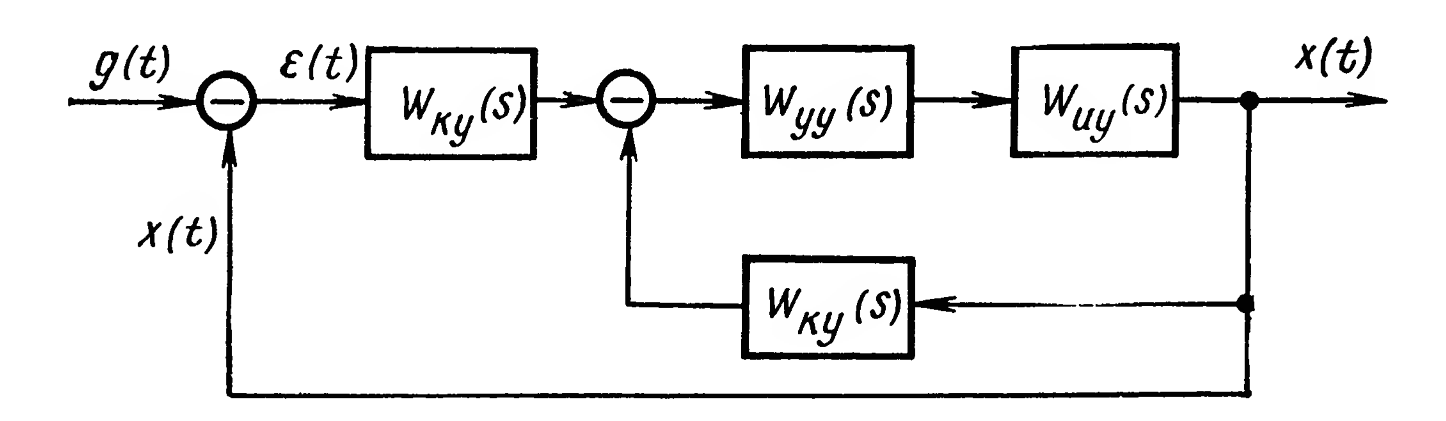


Рис. I.10. Структурная схема сервомеханизма:

$g(t)$ — входное управляющее воздействие; $x(t)$ — регулируемая координата; $\varepsilon(t)$ — рассогласование; передаточные функции устройств САР: $W_{ку}(s)$ — корректирующего; $W_{уу}(s)$ — усилительного; $W_{иу}(s)$ — исполнительного

На практике широко применяются электрические, гидравлические, пневматические или комбинированные, т. е. электрогидравлические, пневмогидравлические и другие сервомеханизмы.

Проектирование любого сервомеханизма как отдельного силового следящего привода с обратной связью является сложной комплексной задачей и выполняется поэтапно в определенной последовательности.

Порядок проектирования любого сервомеханизма состоит из следующих этапов: 1) разработка технического задания; 2) статический анализ, включающий формулировку основных требований к сервомеханизму; 3) разработка структурной схемы; 4) разработка требований, предъявляемых к основным элементам сервомеханизмов, а также методика выбора измерительных, усилительных и исполнительных элементов; 5) анализ влияния изменения параметров основных элементов сервомеханизма на его динамические свойства; 6) динамический расчет и испытания сервомеханизмов.

Техническое задание. Формулировка технического задания связана с проведением ряда исследований с целью получения требуемых

технических данных, необходимых для дальнейших стадий проектирования. На этом этапе проектирования осуществляется сбор информации об условиях, в которых предполагается эксплуатация сервомеханизма; определение основных технических требований, предъявляемых к сервомеханизму, обусловленных конкретным объектом (процессом) управления; получение полной информации об объекте управления; определение энергетических характеристик, режима работы, ресурсов времени работы и других необходимых технических характеристик сервомеханизма.

При проектировании сервомеханизма, как и любой следящей системы, должны удовлетворяться некоторые общие условия, связанные с работой сервомеханизма. Эти условия включают: удобство обслуживания, технологичность, надежность, долговечность, ограничения на используемые в сервомеханизме материалы, экономические соображения и другие факторы, влияющие на работу сервомеханизма, такие как вес, габариты, сопротивляемость ударам и вибрациям, вид силового питания, область изменения температур окружающей среды, радиационная стойкость, рабочий цикл сервомеханизма и др. Учет всех этих факторов ограничивает выбор составных частей сервомеханизма как по их типу, так и по их физическому исполнению. Существенное влияние на выбор основных элементов сервомеханизма, особенно силового элемента, оказывают имеющиеся в распоряжении проектировщика энергетические ресурсы. Необходим также учет требований заказчика по составу комплектующего оборудования с учетом обеспечения его промышленностью.

Технические требования к сервомеханизму могут быть различными в зависимости от его назначения:

1) сервомеханизм должен иметь необходимую статическую и динамическую точность; 2) обеспечивать требуемые максимальные скорость и ускорение вала (штока) нагрузки; 3) преодолевать статический момент или усилие нагрузки; 4) обеспечивать показатели качества в динамике (запас устойчивости, время переходного процесса, величину перерегулирования и др.). Для реализации этих требований нужно иметь информацию об управляющих и возмущающих воздействиях. Если воздействия неизвестны, то выбирается типовое воздействие, исходя из конкретных условий работы сервомеханизма, или наиболее неблагоприятное воздействие.

Статический анализ. К статическим требованиям относятся данные о статической ошибке, о предельных значениях скорости и ускорения управляемого вала сервомеханизма и данные об условиях нагрузки. Эти факторы главным образом и делают сервомеханизм нелинейным, ибо для того, чтобы сервомеханизм был линейным, он должен был бы иметь неограниченные скорость и ускорение, а статическая ошибка, вызванная трением, должна быть равной нулю. Если статическая ошибка в задании не указана, то поскольку вся допустимая ошибка равна сумме статической и динамической ошибок, между ними должен быть сделан разумный выбор с тем, чтобы не ограничивать одну ошибку за счет необоснованного увеличения другой. Статическая ошибка обусловлена суммой ошибок: ошибкой, вносимой измерительным устройством,

и ошибкой, вызванной влиянием внутренних и внешних моментов, приложенных к сервомеханизму.

Нагрузочные моменты задаются в виде моментов сил сухого трения в передачах сервомеханизма, а также в виде дополнительных нагрузочных моментов, в частности моментом, обусловленным инерционностью нагрузки. Для воспроизведения выходным валом сервомеханизма закона изменения управляющего воздействия, максимальный момент на выходе сервомеханизма всегда должен превосходить наибольший суммарный нагрузочный момент. Управляемый вал сервомеханизма должен обладать по крайней мере тем же ускорением, что и управляющий сигнал, с тем, чтобы он мог следовать за ним. В некоторых случаях, чтобы уменьшить общее время перемещения сервомеханизма из одного положения в другое, используют возможно большие ускорения, пределом которых являются условия, влияющие на износ оборудования, а также иногда условия безопасности и удобства персонала, находящегося на управляемом объекте (например, в самолете).

Так как совершенно невозможно определить, в какой комбинации могут появиться скорость и ускорение при перемещении сервомеханизма, то желательно определить скорость при максимальном ускорении. Если нет другой достоверной информации, то можно предположить, что максимальные скорость и ускорение появляются одновременно. При заданном максимальном перемещении, максимальной скорости и максимальном ускорении, которые могут быть определены из режимов работы сервомеханизма, установившиеся ошибки по положению ε_0, скорости ε_1 и ускорению ε_2 не должны превышать заданных величин; или коэффициенты ошибок проектируемого сервомеханизма по положению, по скорости и по ускорению не должны превосходить соответственно значений C_0, C_1 и C_2.

Известно [14], что для сервомеханизма с астатизмом первого порядка коэффициент ошибки по положению в установившемся состоянии $C_0 = 0$. Для сервомеханизма с астатизмом второго порядка $C_0 = C_1 = 0$ и т. д.

Связь между сигналом $x(t)$ на выходе сервомеханизма и управляющим воздействием $g(t)$ на его входе может быть представлена в виде

$$x(t) = \int_0^\infty g(t-\tau)\, k(\tau)\, d\tau,$$

где $k(\tau)$ — импульсная переходная функция.

Очевидно, выражение для сигнала ошибки

$$\varepsilon(t) = g(t) - x(t) = g(t) - \int_0^\infty g(t-\tau)\, k(\tau)\, d\tau.$$

Эта функция может быть представлена в виде ряда

$$\varepsilon(t) = C_0 g(t) + C_1 \dot{g}(t) + \frac{C_2}{2!}\ddot{g}(t) + \ldots + \frac{C_{m-1}}{(m-1)!} g^{m-1}(t). \qquad (I.34)$$

Коэффициенты C_1, C_2, ..., C_{m-1} этого ряда называются коэффициентами ошибок сервомеханизма.

Выражение (I.34) включает сумму членов, состоящих из произведения производных управляющего воздействия $g(t)$ и постоянных, $C_0, C_1, \ldots, C_{m-1}$, зависящих от характеристик сервомеханизма.

Управляющее воздействие сервомеханизма может быть задано в аналитической форме или в виде графика. Если управляющее воздействие как функция времени задано аналитически, то задача становится совершенно простой, так как различные производные управляющего воздействия также могут быть определены аналитически. Затем составляющие части ошибки получаются умножением этих производных на надлежащие коэффициенты согласно выражению (I.34). Если закон изменения управляющего воздействия задан графически, то производные можно получить только графически. Вторая производная может быть получена, если закон изменения управляющего воздействия является плавной кривой. Тогда рекомендуется аппроксимировать эту кривую аналитическим выражением и затем дифференцировать это выражение.

Коэффициенты ошибок могут быть выражены также через коэффициенты передаточной функции сервомеханизма в разомкнутом состоянии.

Передаточная функция сервомеханизма в разомкнутом состоянии может быть представлена в виде

$$W(s) = \frac{k}{s^{\nu}} \frac{1 + \beta_1 s + \beta_2 s^2 + \ldots + \beta_m s^m}{1 + \alpha_1 s + \alpha_2 s^2 + \ldots + \alpha_n s^n},$$

где ν — порядок астатизма.

Передаточная функция сервомеханизма по ошибке имеет вид

$$\Phi_{\varepsilon}(s) = \frac{1}{1 + W(s)} = \frac{D(s)}{D(s) + M_{\varepsilon}(s)},$$

$$\text{где } D(s) = s^{\nu}(1 + \alpha_1 s + \ldots + \alpha_n s^n),$$

$$M_{\varepsilon}(s) = k(1 + \beta_1 s + \ldots + \beta_m s^m).$$

Предположим, что функцию $\Phi_{\varepsilon}(s)$ можно разложить в ряд по возрастающим степеням вида

$$\Phi_{\varepsilon}(s) = C_0 + C_1 s + \frac{C_2}{2!} s^2 + \frac{C_3}{3!} s^3 + \ldots, \tag{I.35}$$

сходящийся по крайней мере при малых значениях s. Коэффициенты этого ряда представляют собой коэффициенты ошибок. Таким образом, коэффициенты ошибок можно получить простым делением $D(s)$ на $D(s) + M_{\varepsilon}(s)$ и сравнением коэффициентов получающегося таким образом ряда с коэффициентами ряда (I.35) при одинаковых степенях.

Обычно требования, которые предъявляются к точности отработки сервомеханизмом управляющего воздействия, очень высокие. Сервомеханизм будет хорошо воспроизводить лишь такое управляющее воздействие, которое мало изменяется в пределах ширины его импульсной переходной функции, и, наоборот, он будет значительно искажать и сглаживать изменения в управляющем сигнале $g(t)$, которые происходят в течение промежутков времени, незначительных по сравнению

с шириной импульсной переходной функции. Следовательно, управляющее воздействие $g(t)$ должно быть медленно изменяющейся функцией по сравнению с переходной функцией сервомеханизма. Только при таком условии возможно получить высокую точность отработки сервомеханизмом данного управляющего воздействия. В этом случае ряд (I.39) будет быстро сходиться и для определения общей ошибки достаточно ограничиться двумя первыми значащими коэффициентами ошибок.

Разработка структурной схемы сервомеханизма. После того как выяснены и уточнены основные задачи проектируемого сервомеханизма и установлены предъявляемые к нему требования, можно приступить к разработке технических средств, обеспечивающих реализацию всех элементов сервомеханизма. При этом необходимо определить, какие элементы необходимы для правильного функционирования сервомеханизма и как эти элементы должны быть связаны между собой.

Независимо от средств осуществления проектируемого сервомеханизма, в общем случае, его структурная схема может быть представлена в виде, изображенном на рис. I.40.

На данном этапе проектирования должны быть составлены дифференциальные уравнения всех элементов сервомеханизма, определены их передаточные функции, а также передаточная функция сервомеханизма в целом. При этом, если точные значения некоторых постоянных времени, передаточных коэффициентов и других параметров не известны, то для целей дальнейшего анализа сервомеханизма их значения можно принять приближенно.

Требования, предъявляемые к основным элементам сервомеханизмов, и их выбор. Элементами любого сервомеханизма являются: измерительное устройство, усилительное устройство (усилитель — преобразователь), исполнительное устройство, а также различные преобразующие и корректирующие устройства. К каждому из этих типов устройств предъявляются свои специфические требования.

Измерительные устройства. Основными требованиями, предъявляемыми к измерительным устройствам, являются их высокая статическая и динамическая точности. Точность измерителиного устройства должна быть по меньшей мере не ниже точности, предъявляемой к сервомеханизму, поскольку ошибка, вносимая в сервомеханизм измерительным устройством, не может быть устранена или уменьшена никакими техническими средствами, например, введением астатизма. В действительности точность измерительных устройств, таких как сельсины, потенциометры, вращающиеся трансформаторы и др., часто намного ниже точности, предъявляемой к сервомеханизму. В этом случае с целью повышения точности измерительного устройства используются двухканальные, а иногда и трехканальные измерительные устройства. При этом, как известно, точность измерительного устройства повышается в i раз, где i — передаточное отношение редуктора между каналами точного и грубокого отсчетов. Однако погрешности, возникающие в зубчатых передачах редуктора, ограничивают точность многоканальных измерительных устройств. Дальнейшее повышение точности измерительных устройств (до долей угловых минут)

может быть получено применением измерительных устройств с электрической редукцией типа индуктосина.

При выборе измерительного устройства необходимо учитывать такие факторы, как диапазон изменения измеряемой величины, полосу пропускания частот, величину потребляемой мощности, чувствительность (способность реагировать на минимальные отклонения измеряемой величины) и др. Конструкция измерительного устройства определяется прежде всего физической природой сигналов, наиболее удобных для представления переменных — управляющего сигнала и сигнала главной обратной связи. Так, например, если наиболее удобно использовать электрические сигналы, то измерительное устройство может быть потенциометрического или индукционного типа. Для измерения угловой разности между положениями задающего и управляемого валов иногда может быть использован механический дифференциал. Для измерения разности давлений целесообразно использовать мембранные чувствительные устройства.

Выбор мощности измерительного устройства осуществляется с учетом двух противоречивых требований: линейности и инерционности. С одной стороны, для обеспечения требуемой линейности желательно использовать более мощные измерительные устройства, чтобы мощность, отдаваемая ими в виде сигнала ошибки, составляла незначительную часть от максимальной мощности. Но, с другой стороны, с увеличением мощности увеличивается инерционность измерительного устройства, что ухудшает динамические характеристики сервомеханизма. Поэтому при выборе мощности измерительного устройства необходим разумный компромисс между этими требованиями.

Еще одним фактором, который необходимо учитывать, является уровень шума измерительного устройства и его энергетический спектр. Необходимо, чтобы уровень шума измерительного устройства располагался в полосе частот, отличной от полосы частот полезной информации, тогда такой шум можно отфильтровать при незначительном уменьшении количества полезной информации. Если это условие не выполняется, то измерительное устройство не применимо.

Усилительные устройства. Выбор типа и конструкции усилительного устройства в значительной степени зависит от выбранного типа исполнительного устройства. В зависимости от типа исполнительного устройства в качестве усилительных устройств используются: электронные, магнитные, пневматические, гидравлические усилительные устройства, а также их различные комбинации. На выбор типа усилительного устройства существенное влияние оказывает наличие тех или иных источников питания.

Выбранный тип усилительного устройства должен обеспечивать требуемый коэффициент усиления, который выбирается из условий устойчивости и величины ошибки сервомеханизма в установившемся состоянии. Коэффициент усиления, вычисленный на этой стадии проектирования, является приближенным, поэтому усилитель должен располагать средствами изменения усиления. Этот коэффициент может быть определен, если известны допустимые ошибки в установившемся состоянии, или коэффициенты ошибок сервомеханизма, передаточное

число и статические характеристики двигателя, редуктора и других элементов. При этом нижний предел коэффициента усиления должен быть таким, чтобы допустимый сигнал ошибки, вырабатываемый измерительным устройством, создавал достаточный момент для преодоления заданных моментов нагрузки. Верхний предел коэффициента усиления может быть определен из условия насыщения исполнительного устройства, что обеспечивает получение максимального вращающего момента при максимальном сигнале ошибки сервомеханизма.

Коэффициент усиления $k_у$ может быть определен также из допустимой скоростной ошибки сервомеханизма. Эта допустимая ошибка ε_1 при максимальной скорости регулируемой величины, при усилении в $k_у$ раз, должна создавать на входе исполнительного двигателя сигнал такой величины, чтобы исполнительный двигатель обеспечивал вращение вала нагрузки с максимальной скоростью $k_р\Omega_{н\,max}$. При этом коэффициент усиления усилителя определится выражением

$$k_у = \frac{k_р \Omega_{н\,max}}{k_{дв}\varepsilon_{1\,max}},$$

где $k_р = \frac{1}{i}$ — передаточное число редуктора;

$\Omega_{н\,max}$ — максимальная скорость вала нагрузки;

$k_{дв}$ — передаточный коэффициент двигателя;

ε_{1max} — максимальная скоростная ошибка.

Необходимо отметить, что выбор усилителя включает в себя также выбор различных преобразующих устройств, таких как, например, модулятор, демодулятор, электромагнитные преобразователи, а также различные корректирующие устройства, выбор которых будет показан в дальнейшем.

Если в качестве усилительных устройств применяются электрогидравлические, электропневматические устройства, то основным требованием, предъявляемым к ним, является обеспечение минимальной зоны нечувствительности, обусловленной перекрытием в золотниковых устройствах и устройствах типа сопло-заслонка.

Выбор усилительного устройства, как и любого элемента сервомеханизма, должен закончиться определением его передаточной функции.

Исполнительное устройство предназначено для создания регулирующего воздействия на объект управления. Оно часто является определяющим в отношении динамики, габаритных размеров и веса всего сервомеханизма. Поэтому выбор этого устройства является весьма ответственной частью проектирования.

Основные требования, предъявляемые к исполнительному устройству: 1) способность развивать необходимое перестановочное усилие или момент для перестановки регулирующих органов объекта управления; 2) обеспечение перестановки регулирующих органов на требуемую величину; 3) обеспечение требуемых скорости и ускорения перемещения управляющих органов; 4) минимальное потребление энергии и высокий к. п. д.; 5) обеспечение требуемой удельной мощности; 6) высокая надежность, минимальная стоимость и др.

Выбор исполнительного устройства можно выполнить в два этапа. На первом этапе определяется тип исполнительного устройства (электрическое, гидравлическое, пневматическое или другое). На выбор типа исполнительного устройства оказывают влияние следующие факторы: 1) режим и условия эксплуатации сервомеханизма, например, для привода с большой нагрузкой и с большим ускорением предпочтительным является гидравлическое исполнительное устройство; 2) наличие источников питания того или иного типа; 3) область рабочих температур, вес, габаритные размеры, стоимость, надежность.

На втором этапе определяются связи между характеристиками двигателя и нагрузкой и на основании этих зависимостей находятся: требуемый момент и мощность двигателя, а также оптимальное передаточное отношение между двигателем и нагрузкой. Для правильного выбора исполнительного устройства для заданного объекта управления необходимо знание характеристик нагрузки включающих: момент инерции нагрузки и всех вращающихся с ней частей, момент трения, внешний нагрузочный момент, максимальные значения перемещения, скорости и ускорения нагрузки. На основании этих данных требуемая мощность исполнительного устройства и оптимальное передаточное отношение редуктора между двигателем и нагрузкой могут быть получены в результате следующего расчета.

Итак, требуется выбрать электродвигатель соответствующей мощности, обеспечивающий перемещение нагрузки с заданной скоростью и ускорением.

Мощность, необходимая для перемещения нагрузки с требуемой скоростью и ускорением, определится формулой

$$P_т = \frac{M_{ст}}{\eta}\,\Omega_н + \left(\frac{J_н}{\eta} + J_{дв}k_р^2\right)\Omega_н\dot{\Omega}_н, \qquad (I.36)$$

где $P_т$ — требуемая мощность;
$M_{ст}$ — статический момент, определяемый трением и несбалансированностью нагрузки;
$J_н$ — момент инерции нагрузки (включая момент инерции редуктора);
$J_{дв}$ — момент инерции электродвигателя;
$k_р$ — передаточное число редуктора;
η — к. п. д. редуктора;
$\Omega_н$ — угловая скорость вращения нагрузки;
$\dot{\Omega}_н$ — угловое ускорение нагрузки.

Неизвестными в этой формуле являются требуемая мощность $P_т$, момент инерции электродвигателя $J_{дв}$ и передаточное отношение редуктора $k_р$. Принимая $\eta = 1$, из формулы (I.36) можно получить выражение для момента на валу электродвигателя

$$M_т = \frac{M_{ст}}{k_р} + \left(\frac{J_н}{k_р} + J_{дв}k_р\right)\dot{\Omega}_н. \qquad (I.37)$$

Найдем передаточное отношение редуктора $k_{р0}$, при котором требуется минимальный момент на валу электродвигателя для получения заданного ускорения нагрузки.

Для этого продифференцируем выражение (I.37) по $k_р$ и результат приравняем нулю:

$$\frac{dM_т}{dk_{р0}} = -\frac{M_{ст}}{k_{р0}^2} - \frac{J_н\dot{\Omega}_н}{k_{р0}^2} + J_{дв}\dot{\Omega}_н = 0,$$

откуда оптимальное передаточное отношение

$$k_{р0} = \sqrt{\frac{M_{ст} + J_н\dot{\Omega}_н}{J_{дв}\dot{\Omega}_н}}. \qquad (I.38)$$

Подставляя выражение $k_{р0}$ из формулы (I.38) в формулу (I.36), получим

$$P_т = 2\left(M_{ст}\Omega_н + J_н\Omega_н\dot{\Omega}_н\right). \qquad (I.39)$$

Таким образом, наложив дополнительное условие на величину $M_т$ в зависимости от величины $k_р$, исключим два неизвестных параметра $k_р$ и $J_{дв}$ в выражении (I.36) и далее по формуле (I.39) можно определить требуемую мощность двигателя.

По каталогу выбираем электродвигатель, мощность которого равна или несколько больше $P_т$. Зная $J_{дв}$ из паспортных данных для выбранного электродвигателя, находим по формуле (I.38) передаточное отношение $k_{р0}$.

Выбранный указанным образом электродвигатель, удовлетворяющий требованиям по мощности, может не удовлетворять требованиям по ускорению или скорости. Из формулы (I.37) видно, что ускорение перемещения нагрузки и $M_т$ при выбранном $k_р$ однозначно связаны, поэтому проверку будем производить по моменту и скорости.

Полагая, что мощность выбранного электродвигателя равна требуемой мощности, можно записать равенство

$$M_{дв\,ном}\Omega_{дв\,ном} = M_{тр}\Omega_{н\,max}k_{р0}, \qquad (I.40)$$

где $M_{дв\,ном}$ — номинальный момент электродвигателя из паспортных данных;

$\Omega_{дв\,ном}$ — номинальная скорость;

$\Omega_{н\,max}$ — максимальная скорость нагрузки.

При этом возможны два случая:

1) $M_{дв\,ном} \leqslant M_{тр}$ и $\Omega_{дв\,ном} \geqslant \Omega_{н\,max}k_{р0}$.

Известно, что у современных электродвигателей постоянного тока с нагрузкой пусковой момент $M_{пуск}$ достигает 10 $M_{дв\,ном}$, а у электродвигателей переменного тока $M_{пуск}$ равен $3M_{дв\,ном}$. Поэтому, если при проверке получим, что для электродвигателя постоянного тока $M_{пуск} = 10\,M_{дв\,ном} > M_{тр}$ и для электродвигателя переменного тока $M_{пуск} = 3\,M_{дв\,ном} > M_{тр}$, то такие электродвигатели будут удовлетворять всем поставленным требованиям;

2) $M_{дв\,ном} > M_{тр}$ и $\Omega_{дв\,ном} < \Omega_{н\,max}k_{р0}$.

В этом случае выбранный электродвигатель не сможет обеспечить необходимую скорость вращения нагрузки $\Omega_{н\ max}$ и поэтому необходимо выбрать другой электродвигатель и изменить передаточное отношение редуктора.

Передаточное отношение найдем из выражения $k_{р1}=\frac{\Omega_{дв\ ном}}{\Omega_{н\ max}}$ и выбранный электродвигатель с измененным передаточным отношением редуктора $k_{р1}$ будет обеспечивать заданную скорость.

При выборе электродвигателя скорости и ускорения перемещения нагрузки считались заданными. В действительности их надо определить, основываясь на требованиях, предъявляемых к сервомеханизму.

При известном характере управляющих сигналов и заданной точности их отработки сервомеханизмом всегда можно найти необходимые ускорения и скорости, которые должно развивать исполнительное устройство.

В зависимости от технических требований, предъявляемых к сервомеханизму, возможны три случая:

1. Скорости и ускорения, которые должен обеспечивать двигатель, определяются длительностью переходного процесса и перерегулированием при воздействии на входе сервомеханизма ступенчатой функции определенной величины.

В соответствии с требованиями к динамике сервомеханизма его переходная функция должна находиться в области, ограниченной параметрами переходного процесса (временем переходного процесса, перерегулированием и установившимся значением регулируемой величины).

Наиболее тяжелым будет случай, когда заданная переходная функция реального сервомеханизма должна совпадать с верхней границей новой области. Поэтому при определении скоростей и ускорений будем исходить из верхней границы области изменения динамических характеристик сервомеханизма.

Продифференцировав дважды предельную функцию, соответствующую верхней границе, получим $\Omega(t)$ и $\dot{\Omega}(t)$. Используя формулу (I.39), а также зная функции $\Omega(t)$ и $\dot{\Omega}(t)$ и их произведение $\Omega(t)\cdot\dot{\Omega}(t)$, построим график мощности $P_т(t)$.

Номинальная мощность выбранного двигателя должна быть равна или несколько больше максимальной мощности P_{max}, найденной из графика $P_т(t)$.

2. Управляющее воздействие является известной функцией времени. Скорости и ускорения, развиваемые электродвигателем, должны соответствовать скорости и ускорению входного сигнала. Длительность переходного процесса в этом случае не ограничивается.

Для определения величины скорости и ускорения, которые должен обеспечивать электродвигатель, дважды дифференцируем функцию управляющего воздействия. Строим графики $\Omega(t)$ и $\dot{\Omega}(t)$, а далее по формуле (I.39), используя $\Omega_у(t)$ и $\dot{\Omega}_у(t)$ и произведение $\Omega_у(t)\cdot\dot{\Omega}_у(t)$, строим график мощности $P_т(t)$.

Мощность выбранного двигателя должна быть несколько больше или равна максимальной мощности, найденной из графика $P_т(t)$.

3. Управляющее воздействие является известной функцией времени, но при воздействии на вход сервомеханизма единичной функции переходный процесс ограничен по длительности.

Дифференцируя функцию, соответствующую верхней границе новой области, полученную согласно п. 1, найдем выражения для скорости и ускорения $\Omega_у(t)$ и $\dot{\Omega}_у(t)$. За расчетные скорость и ускорение принимаем максимальные $\Omega(t)$ и $\dot{\Omega}(t)$ и дальнейший выбор двигателя по мощности проводится аналогично п. 1.

При таком методе выбора мощности электродвигателя и передаточного числа редуктора не будет иметь места как недостаток энергетических ресурсов исполнительного устройства, так и их чрезмерное увеличение. Это очень важно, так как чрезмерное увеличение энергетических ресурсов приводит к увеличению массы и габаритных размеров, а также постоянных времени этих устройств.

Для случаев п. 1 и 3 параметры исполнительного устройства, а также требуемого усилителя мощности можно определить только тогда, когда построена новая область допустимых динамических характеристик, в пределах которой должна находиться переходная функция скорректированного сервомеханизма. Окончательным результатом выбора электродвигателя указанным образом является определение его передаточной функции.

Влияние изменения параметров. После того, когда определены все основные элементы сервомеханизма и их параметры, целесообразно проанализировать влияние изменения этих параметров на динамические характеристики сервомеханизма. Например, если увеличить инерционность сервомеханизма, не изменяя других параметров, то его колебательность увеличится.

При увеличении демпфирования и неизменном значении момента инерции переходный процесс станет более затухающим, т. е. сервомеханизм будет иметь меньшее число колебаний.

С увеличением коэффициента усиления усилителя, оставляя без изменения все другие параметры, колебательность сервомеханизма увеличится, перерегулирования станут большими, число и частота колебаний переходного процесса возрастут. Однако установившаяся ошибка уменьшится. Такой же эффект может быть получен при увеличении передаточного коэффициента электродвигателя, т. е. при увеличении выходного момента для данного входного напряжения, а также при увеличении крутизны характеристики измерительного устройства.

Если уменьшить передаточное число редуктора между электродвигателем и управляемым валом, предполагая, что управляемый вал безынерционный и не имеет трения, то сервомеханизм также будет более колебательным. Относительная моментная чувствительность (жесткость) управляемого вала, т. е. восстанавливающий момент на единицу действующего рассогласования, уменьшается и поэтому он становится менее способным преодолевать нагрузочные моменты, такие как трение.

Представляют интерес случаи, когда одновременно изменяются несколько параметров сервомеханизма — моменты инерции, коэффи-

циент усиления усилителя, но при этом остается неизменным число колебаний переходного процесса при ступенчатом воздействии управляющего сигнала по положению. Если это сделать уменьшая, например, инерционность сервомеханизма и усиление усилителя, но сохраняя число колебаний, то сервомеханизм будет обладать меньшей моментной «жесткостью» и большей установившейся ошибкой слежения. Если, например, увеличить демпфирование и коэффициент усиления усилителя при сохранении того же числа колебаний переходного процесса при ступенчатом входном воздействии, то сервомеханизм будет иметь большую частоту реакции, т. е. переходный процесс сервомеханизма закончится за более короткий период времени и установившаяся ошибка слежения уменьшится. Моментная жесткость сервомеханизма становится выше, так как увеличивается усиление усилителя. Поэтому для ускорения реакции сервомеханизма и для уменьшения установившейся ошибки оказывается выгодным увеличить демпфирование (затухание) и пропорционально увеличить усиление усилителя. Однако это выгодно при повышении быстродействия сервомеханизма, но не всегда целесообразно, так как последнее потребует излишних затрат на оборудование и дополнительного расхода мощности. Более предпочтительными способами улучшения динамики сервомеханизмов являются различные методы коррекции.

4. ОСНОВЫ ДИНАМИЧЕСКОГО РАСЧЕТА И ИСПЫТАНИЕ СЕРВОМЕХАНИЗМОВ

На предыдущих этапах проектирования была найдена исходная структурная схема с обоснованием выбора входящих в нее элементов, определены основные параметры и передаточные функции всех элементов сервомеханизма и тем самым получены все исходные данные для его анализа в динамическом режиме.

В результате динамического расчета необходимо определить запас устойчивости и показатели качества сервомеханизма и сопоставить их с требованиями технического задания.

Анализ устойчивости может быть выполнен по любому из известных критериев. Если анализ производится с помощью логарифмических амплитудно-фазовых частотных характеристик, то последние могут быть построены для разомкнутой системы (рис. I.10) по передаточной функции

$$W_{раз}(s) = W_{у}(s)\, W_{дв}(s)\, \frac{1}{k_{р}}\, W_{0}(s).$$

Если запас устойчивости соответствует техническим требованиям, то в дальнейшем производится анализ качества сервомеханизма. Для определения показателей качества строится переходный процесс сервомеханизма — реакция на типовое воздействие в следующей последовательности:

1) по логарифмическим амплитудно-фазовым частотным характеристикам анализа устойчивости разомкнутого сервомеханизма с помощью специальной номограммы строится вещественная частотная характеристика $P(\omega)$ сервомеханизма в замкнутом состоянии;

2) вещественная частотная характеристика аппроксимируется ломаной кривой и представляется в виде трапецеидальных характеристик;

3) используя таблицы h-функций, по известным правилам, строится переходный процесс для каждой трапеции;

4) суммируя переходные процессы, соответствующие отдельным трапециям, получим результирующую кривую переходного процесса замкнутого сервомеханизма, по которой определяем показатели качества.

Если окажется, что сервомеханизм по устойчивости и показателям качества удовлетворяет техническим требованиям, то в дальнейшем выполняется анализ динамической точности, т. е. определяется величина среднего значения квадрата ошибки $\overline{(\varepsilon)^2}$, и на этом динамический расчет заканчивается.

Если же окажется, что сервомеханизм не удовлетворяет предъявляемым к нему требованиям по устойчивости или по показателям качества, то необходимо введение корректирующих устройств. Таким образом, следующей задачей динамического расчета является синтез корректирующих устройств сервомеханизма (см. [14], кн. 2, гл. VIII).

Синтез последовательных корректирующих устройств. Структурная схема сервомеханизма с последовательным корректирующим устройством может быть представлена в виде, показанном на рис. 1.11, *а*. В соответствии с этой структурной схемой передаточная функция разомкнутого контура сервомеханизма

$$W_ж(s) = W_п(s)\, W_н(s), \tag{I.41}$$

где $W_ж(s)$ — желаемая передаточная функция сервомеханизма;

$W_п(s)$ — передаточная функция последовательного корректирующего устройства;

$W_н(s)$ — передаточная функция неизменяемой части сервомеханизма.

Прологарифмировав последнее выражение, получим

$$20 \lg W_ж(s) = 20 \lg W_п(s) + 20 \lg W_н(s),$$

откуда

$$20 \lg W_п(s) = 20 \lg W_ж(s) - 20 \lg W_н(s),$$

т. е. логарифмическая амплитудно-фазовая частотная характеристика (ЛАФХ) корректирующего устройства определяется разностью между желаемой ЛАФХ и ЛАФХ неизменяемой части сервомеханизма.

В процессе синтеза корректирующих устройств необходимо учитывать некоторые их особенности.

1. В большинстве случаев используются корректирующие устройства в виде пассивных RC-контуров, которые вносят ослабление сигнала. Поэтому в сервомеханизме должны быть предусмотрены средства компенсации этого ослабления.

2. Для простоты реализации последовательного корректирующего устройства полученная путем вычитания ЛАХ неизменяемой части из желаемой ЛАХ ломаная ЛАХ корректирующего устройства должна быть по возможности упрощена. Например, если ЛАХ корректирующего устройства имеет два излома, характеризующие две постоянные времени, и если эти постоянные времени малы по величине

и незначительно отличаются друг от друга, то они могут быть заменены одним изломом. Можно показать, что если постоянные времени отличаются друг от друга менее чем на 25%, то погрешность, вносимая заменой двух постоянных времени одной, не превышает 2 дБ. Уменьшение количества изломов ЛАХ корректирующего устройства упрощает его передаточную функцию и, следовательно, его реализацию.

Прямые параллельные корректирующие устройства. В системах регулирования применяются прямые корректирующие устройства, как правило, в виде положительных связей для повышения точности и запаса устойчивости по фазе. Некоторые из этих корректирующих

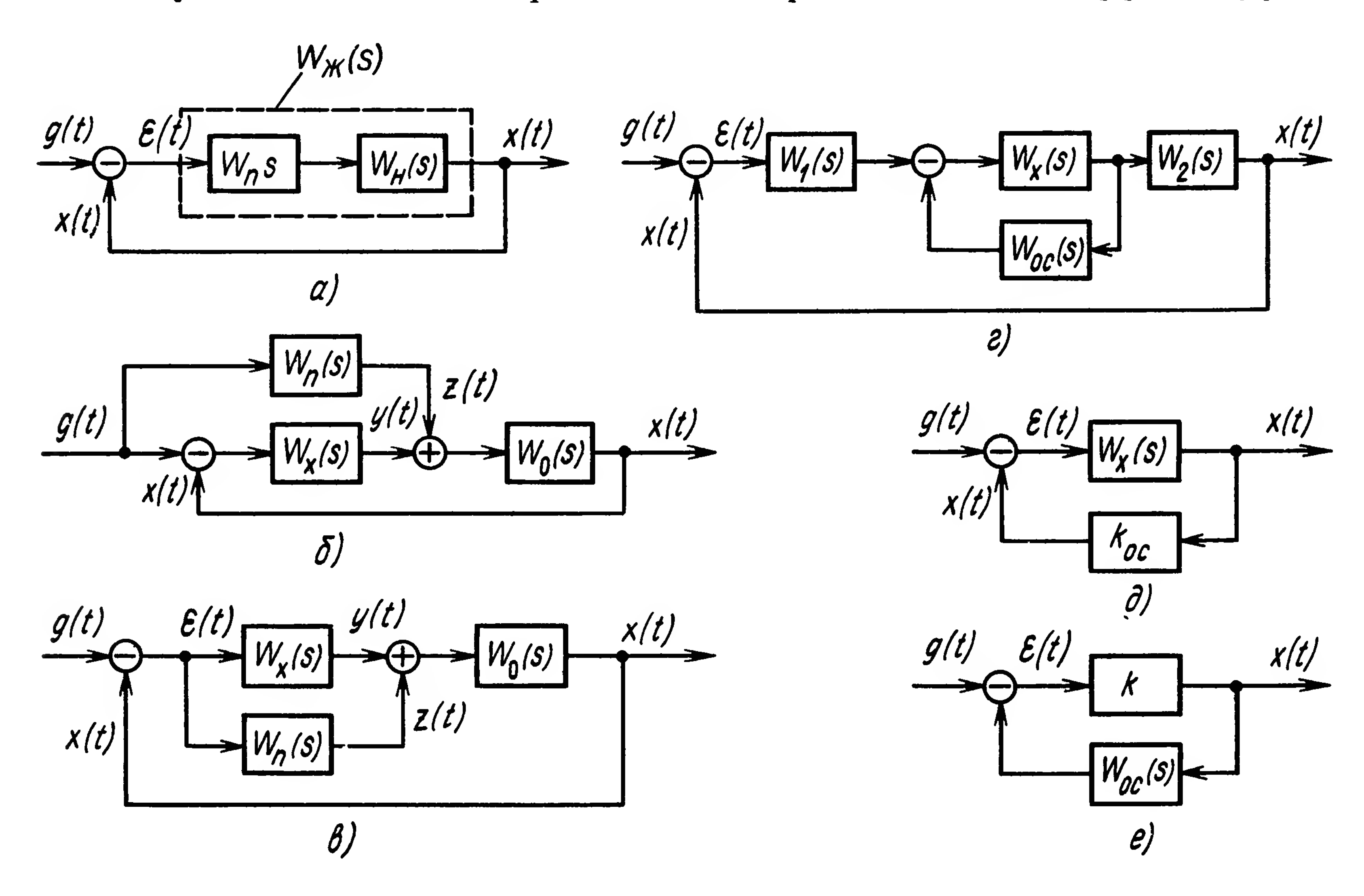


Рис. 1.11. Структурные схемы сервомеханизма с различными корректирующими устройствами:

а — с последовательным; *б* — с прямым параллельным; *в* — в виде жесткой прямой параллельной связи; *г* и *д* — в виде отрицательной обратной связи; *е* — в виде положительной обратной связи

устройств увеличивают точность сервомеханизма, не изменяя запаса устойчивости, а некоторые увеличивают запас устойчивости не изменяя точности. Это можно показать на примере сервомеханизма, структурная схема которого приведена на рис. I.11, *б*.

Введение данного параллельного корректирующего устройства, очевидно, не влияет на устойчивость сервомеханизма, так как его можно рассматривать как воздействие.

Для определения влияния параллельного корректирующего устройства на точность сервомеханизма запишем передаточную функцию ошибки в виде $\Phi_\varepsilon(s) = \frac{E(s)}{G(s)}$.

Но из структурной схемы следует

$$E(s) = G(s) - X(s) = G(s) - \{[G(s) - X(s)]\, W_x(s) + $$
$$+ G(s)\, W_п(s)\}\, W_0(s) = G(s) - E(s)\, W_x(s)\, W_0(s) - G(s)\, W_п(s)\, W_0(s),$$

поэтому

$$E(s)+E(s)W_x(s)W_0(s)=G(s)-G(s)W_п(s)W_0(s)$$

или

$$E(s)[1+W_x(s)W_0(s)]=G(s)[1-W_п(s)W_0(s)],$$

Передаточная функция ошибки

$$\Phi_\varepsilon(s)=\frac{1-W_п(s)W_0(s)}{1+W_x(s)W_0(s)}=\frac{1-\frac{W_x(s)W_0(s)W_п(s)}{W_x(s)}}{1+W_x(s)W_0(s)}=\frac{1-\frac{W_н(s)W_п(s)}{W_x(s)}}{1+W_н(s)}.$$

Определим ошибку сервомеханизма по теореме о конечном значении:

$$\lim_{t\to\infty}\varepsilon(t)=\lim_{s\to 0}s\quad\Phi_\varepsilon(s)G(s).$$

Положим, что $W_x(s)=k_x$, $W_п(s)=k_п s$, $g(t)=1\cdot t$, и $G(s)=\frac{1}{s^2}$. Тогда ошибка в установившемся состоянии

$$\lim_{t\to\infty}\varepsilon(t)=\lim_{s\to 0}\frac{1}{s^2}\left[\frac{1}{1+W_н(s)}-\frac{\frac{W_н(s)k_п(s)}{k_x}}{1+W_н(s)}\right].$$

Если неизменяемая часть сервомеханизма обладает астатизмом первого порядка, то

$$W_н(s)=k_v\frac{W_{н1}(s)}{s},$$

где $W_{н1}(s)$ не имеет полюсов $s=0$, т. е. $\lim_{s\to 0}W_{н1}(s)=1$. При этом ошибка в установившемся состоянии

$$\lim_{t\to\infty}\varepsilon(t)=\lim_{s\to 0}\frac{1}{s}\left[\frac{s}{s+k_vW_{н1}(s)}-\frac{\frac{k_vW_{н1}(s)k_пs^2}{sk_x}}{s+k_vW_{н1}(s)}\right]=$$

$$=\lim_{s\to 0}\frac{s}{s}\left|\frac{1}{s+k_vW_{н1}(s)}-\frac{\frac{k_vW_{н1}(s)k_п}{k_x}}{s+k_vW_{н1}(s)}\right|=\frac{1}{k_v}-\frac{k_vk_п}{k_xk_v}=\frac{1}{k_v}-\frac{k_п}{k_x}. \quad (I.42)$$

Для исходной схемы без прямого параллельного корректирующегс устройства передаточная функция ошибки определяется формулой $\Phi_{\varepsilon н}(s)=\frac{1}{1+W_{н1}(s)}$ и ошибка сервомеханизма по теореме о конечном значении определится выражением

$$\lim_{t\to\infty}\varepsilon(t)=\lim_{s\to 0}s\frac{1}{s^2}\left[\frac{1}{1+\frac{k_vW_{н1}(s)}{s}}\right]=\lim_{s\to 0}\frac{s}{s^2}\left[\frac{s}{s+k_vW_{н1}(s)}\right]=$$

$$=\lim_{s\to 0}\frac{s}{s+k_vW_{н1}(s)}=\frac{1}{k_v}.$$

Таким образом, без изменения коэффициента усиления разомкнутой неизменяемой части k_v скоростная ошибка системы уменьшилась на величину $\frac{k_п}{k_x}$. Подбирая коэффициенты $k_п$ и k_x, можно добиться нуле-

вой скоростной ошибки при $\frac{k_x}{k_п}=k_v$. Следовательно, этот способ введения коррекции позволяет повысить точность сервомеханизма при неизменном запасе устойчивости по фазе и постоянном коэффициенте усиления прямой цепи. Для обеспечения более высокой точности сервомеханизма можно использовать и другие прямые параллельные связи. Например, прямое параллельное корректирующее устройство, формирующее сигнал, изменяющийся по закону $W_п(s) = k'_п s + k''_п s^2$, устраняет ошибки как по положению, так и по скорости. Это нетрудно показать аналитически, используя приведенную выше методику.

Корректирующее устройство, повышающее устойчивость сервомеханизма без изменения его точности, вводится в виде жесткой прямой параллельной связи, как показано на рис. I.11, *в*.

Пусть

$$W_x(s)=\frac{k_x}{s(T_x s+1)}$$

и

$$W_п(s)=k_п.$$

Поэтому передаточная функция разомкнутого контура сервомеханизма

$$W(s)=[W_x(s)+W_п(s)]W_0(s)=\left[\frac{k_x}{s(T_x s+1)}+k_п\right]W_0(s)=$$
$$=W_0(s)\frac{k_x}{s(T_x s+1)}\left[1+\frac{k_п}{k_x}s+\frac{k_п}{k_x}T_x s^2\right]=W_н(s)\left[1+\frac{k_п}{k_x}s+\frac{k_п}{k_x}s^2\right].$$

Из последнего выражения видно, что введение в структуру сервомеханизма жесткой прямой связи эквивалентно введению дифференцирующего звена второго порядка, а это вносит опережение по фазе, изменяющееся от 0 до $+180°$.

Покажем, что при этом точность сервомеханизма не изменяется. Выражение для сигнала ошибки можно записать в виде $(\varepsilon t)=$ $= g(t) - x(t)$, откуда $x(t) = g(t) - \varepsilon(t)$. Из структурной схемы рис. I.11, *в* очевидно, что

$$G(s)-E(s)=[W_x(s)E(s)+W_п(s)E(s)]W_0(s);$$
$$G(s)-E(s)=W_x(s)E(s)W_0(s)+W_п(s)E(s)W_0(s),$$

откуда $G(s)=E(s)[1+W_н(s)+W_п(s)W_0(s)]$.

Передаточная функция сервомеханизма по ошибке

$$\Phi_\varepsilon(s)=\frac{1}{1+W_н(s)+W_п(s)W_0(s)}. \qquad (I.43)$$

Пусть $W_н(s)=\frac{k_v}{sW_{н1}(s)}$ и $W_{н1}(s)=1$ при $s\to 0$, при $W_0(s)=1$, если $s\to 0$. Тогда выражение для ошибки сервомеханизма по теореме о конечном значении можно записать в виде

$$\lim_{t\to\infty}\varepsilon(t)=\lim_{s\to 0}s\frac{1}{s^2}\frac{1}{1+\frac{k_v}{sW_{н1}(s)}+k_пW_0(s)}=$$
$$=\lim_{s\to 0}\frac{s}{s^2}\frac{s}{s+k_vW_{н1}(s)+sk_пW_0(s)}=\frac{1}{k_v}.$$

Последнее выражение показывает, что введение жесткой прямой статической связи не влияет на точность сервомеханизма, увеличивая его запас устойчивости. Покажем, что точность сервомеханизма не изменится и в том случае, если передаточная функция

$$W_{н}(s) = \frac{k_a}{s^2} W_{н1}(s).$$

В этом случае передаточная функция по ошибке имеет вид

$$\Phi_{\varepsilon}(s) = \frac{1}{1+W(s)} = \frac{1}{1+\frac{k_a}{s^2}\left(1+\frac{k_п}{k_x}s+\frac{k_п}{k_x}T_x s^2\right)W_{н1}(s)} =$$

$$= \frac{s^2}{s^2+k_a\left(1+\frac{k_п}{k_x}s+\frac{k_п}{k_x}T_x s^2\right)W_{н1}(s)}.$$

Если положить, что $G(s) = \frac{1}{s^3}$, то выражение для ошибки, согласно теореме о конечном значении, можно записать в виде

$$\lim_{t\to\infty} \varepsilon(t) = \lim_{s\to 0} \frac{1}{s^3} s \frac{s^2}{s^2+k_a\left[1+\frac{k_п}{k_x}s+\frac{k_п}{k_x}T_x s^2\right]W_{н1}(s)} = \frac{1}{k_a}.$$

Теперь предположим, что передаточная функция параллельной прямой связи

$$W_{п}(s) = \frac{k_п}{T_п s+1}.$$

Тогда

$$W(s) = [W_x(s) + W_п(s)]\, W_0(s) = W_0(s)\left[\frac{k_x}{s(T_x s+1)} + \frac{k_п}{(T_п s+1)}\right] =$$

$$= W_0(s)\, W_x(s)\left[1+\frac{k_п s(T_x s+1)}{k_x(T_п s+1)}\right] = W_{н}(s)\frac{T_п s+1+\frac{k_п}{k_x}T_x s^2+\frac{k_п}{k_x}s}{T_п s+1} =$$

$$= W_{н}(s)\frac{1+\left(\frac{k_п}{k_п}+T_п\right)s+\frac{k_п}{k_x}T_x s^2}{T_п s+1}. \qquad (I.44)$$

Обычно выбирают значения коэффициентов $k_п$ и k_x такими, чтобы числитель передаточной функции $W(s)$ можно было разложить на элементарные звенья $(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)$ с такими постоянными времени, чтобы $T_1 \approx T_п$ или $T_2 \approx T_п$. Тогда

$$W(s) = W_{н}(s)(Ts + 1).$$

Из последнего выражения видно, что подобная коррекция вводит в структуру сервомеханизма одну производную (дифференцирующее звено первого порядка), а это увеличивает запас устойчивости сервомеханизма по фазе.

Можно показать, что точность сервомеханизма при введении этого корректирующего устройства не ухудшается. Действительно, передаточная функция сервомеханизма по ошибке

$$\Phi_{\varepsilon}(s) = \frac{1}{1+W(s)}.$$

Ошибка определяется выражением

$$\lim_{t\to\infty} \varepsilon(t) = \lim_{s\to 0} \frac{1}{s^2}\, s \frac{1}{1+\frac{k_v}{s} W_{н1}(s)(Ts+1)} = \lim_{s\to 0} \frac{1}{s} \frac{s}{s+kW_{н1}(s)(Ts+1)} = \frac{1}{k_v}.$$

Таким образом, при введении корректирующего устройства точность сервомеханизма не изменяется, а устойчивость улучшается.

Сделаем некоторые замечания о виде передаточных функций корректирующих устройств, которые могут быть использованы при синтезе сервомеханизмов.

1. Для того, чтобы введение параллельного корректирующего устройства не понижало порядка астатизма сервомеханизма, необходимо, чтобы порядок «нулевого» нуля его передаточной функции был бы не ниже порядка нулевого полюса передаточной функции звеньев, которые охватываются этим корректирующим устройством.

2. Если нужно, чтобы введение параллельного корректирующего устройства не изменило величину коэффициента ошибки сервомеханизма при первой производной входного сигнала, то для этого порядок «нулевого» нуля его передаточной функции должен быть выше порядка нулевого полюса передаточной функции звеньев, которые охватываются этим корректирующим устройством, по крайней мере, на единицу.

3. Для того чтобы введение параллельного корректирующего устройства не изменило величину коэффициента ошибки сервомеханизма при второй производной входного сигнала, порядок «нулевого» нуля его передаточной функции должен быть выше, по крайней мере, на две единицы порядка нулевого полюса передаточной функции звеньев, охватываемых этим корректирующим устройством.

Отсюда, если коэффициент усиления сервомеханизма выбирается из условия удовлетворения требованиям, наложенным на величину коэффициентов ошибок, то структура передаточных функций корректирующих устройств должна удовлетворять изложенным выше требованиям.

Только в этом случае введение корректирующих устройств не приведет к изменению выбранных коэффициентов ошибок.

Корректирующие обратные связи. Обратные связи находят широкое применение вследствие простоты их технической реализации. Это объясняется тем обстоятельством, что на вход обратной связи поступает сигнал сравнительно высокого уровня обычно с выхода сервомеханизма или двигателя.

Другим важным фактором, обусловленным введением обратной связи, является то, что если обратная связь охватывает звенья сервомеханизма, содержащие какие-либо нелинейности, вызванные трением, люфтом, наличием зон нечувствительности и т. д., то влияние этих нелинейностей на протекание процессов в сервомеханизме меняется существенным образом. Отрицательные обратные связи имеют свойство уменьшать влияние нелинейностей тех элементов, которые ими охватываются. Так как практически все элементы сервомеханизмов содержат те или иные нелинейности, ухудшающие их динамические

характеристики, то использование корректирующих устройств в виде отрицательных обратных связей, как правило, дает возможность добиться лучших результатов по сравнению с другими типами корректирующих устройств.

Аналогичным образом отрицательные обратные связи дают значительно лучший эффект в тех случаях, когда в процессе работы сервомеханизма, вследствие различных внешних воздействий, изменяются передаточные коэффициенты звеньев, охватываемых отрицательной обратной связью.

В общем виде структурная схема любого сервомеханизма с корректирующим устройством в обратной связи может быть представлена в виде, показанном на рис. I.11, *г*.

Передаточная функция разомкнутого контура сервомеханизма в соответствии со структурной схемой, приведенной на рис. I.11, *г*, может быть записана в виде

$$W(s) = W_1(s)\frac{W_x(s)}{1+W_x(s)W_{oc}(s)}W_2(s) = \frac{W_{исх}(s)}{1+W_x(s)W_{oc}(s)},$$

где $W_{исх}(s) = W_1(s)W_x(s)W_2(s)$ — передаточная функция исходного разомкнутого контура сервомеханизма без корректирующего устройства.

Предположим, что $W(s)$ является желаемой передаточной функцией разомкнутого сервомеханизма. Тогда, логарифмируя ее, получим уравнение логарифмических частотных характеристик

$$20\lg W_ж(s) = 20\lg W_{исх}(s) - 20\lg[1+W_x(s)W_{oc}(s)],$$

где $W_ж(s)$ и $W_{исх}(s)$ являются известными, а неизвестной является $W_{oc}(s)$. Последнее уравнение перепишем в следующем виде:

$$20\lg[1+W_x(s)W_{oc}(s)] = 20\lg W_{исх}(s) - 20\lg W_ж(s). \qquad (I.45)$$

Рассмотрим выражение (I.45) в области положительных значений ЛАХ. Если

$$20\lg[1+W_x(s)W_{oc}(s)] > 11\partial Б, \qquad (I.46)$$

то приближенно (с точностью до 3 дБ) можно считать справедливым следующее равенство:

$$20\lg|1+W_x(s)W_{oc}(s)| \approx$$
$$\approx 20\lg W_x(s)W_{oc}(s).$$

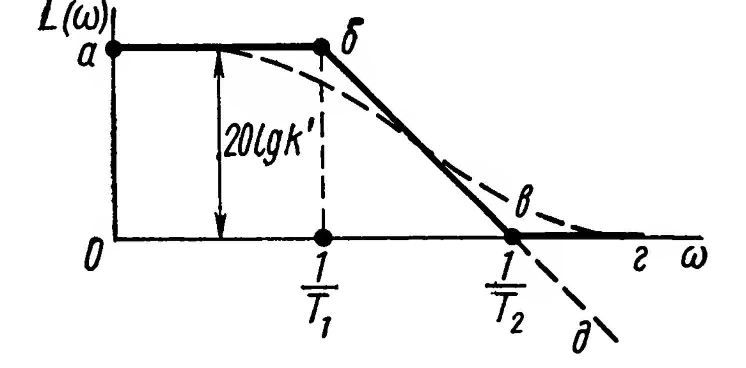


Рис. 1.12. Логарифмическая амплитудная характеристика выражения $1+W_x(s)\ W_{oc}(s)$

Предположим, что ЛАХ $[1+W_x(s)W_{oc}(s)]$ в результате построений имеет вид *а — г*, приведенный на рис. I.12. Обозначим $W_x(s)W_{oc}(s) = W'(s)$, тогда $1+W_x(s)W_{oc}(s) = 1+W'(s)$. Представленная на рис. I.12 приближенная ЛАХ может быть заменена аналитическим выражением в виде передаточной функции

$$1+W'(s) = K'\frac{T_2s+1}{T_1s+1},$$

где K' — передаточный коэффициент, откуда

$$W'(s) = K'\frac{T_2 s+1}{T_1 s+1} - 1 = \frac{K'T_2 s + K' - T_1 s - 1}{T_1 s+1} = \frac{(K'T_2 - T_1)s + (K'-1)}{T_1 s+1}. \quad (I.47)$$

Определим передаточный коэффициент k' через постоянные времени T_1 и T_2. Из ЛАХ, приведенной на рис. I.12, очевидно, что асимптота *б* — *в* определится уравнением

$$W_{бв}(s) = 20\lg k' - 20\lg T_1\Omega_1.$$

Тогда при $\Omega > \frac{1}{T_1}$ получим $L(\Omega)_{бв} = 20\lg k' - 20\lg T_1\Omega_1$, а при $\Omega = \frac{1}{T_2}$ имеем $L(\Omega)_{бв} = 0$, т. е.

$$0 = 20\lg k' - 20\lg T_1\frac{1}{T_2},$$

откуда

$$20\lg\frac{T_1}{T_2} = 20\lg k'$$

и

$$k' = \frac{T_1}{T_2},$$

Подставляя это значение k' в выражение (I.47), получим

$$W'(s) = \frac{\frac{T_1}{T_2} - 1}{Ts+1}.$$

Последнее выражение не содержит дифференцирующего звена с постоянной времени T_2, т. е. полученное апериодическое звено имеет прежнюю постоянную времени T_1, но другой, изменившийся передаточный коэффициент. При этом ЛАХ не будет иметь излома при сопрягающей частоте $\Omega = \frac{1}{T_2}$ и пойдет по прямым *а* — *в*, *д*.

В соответствии с изложенным можно сформулировать следующий порядок определения ЛАХ и передаточных функций корректирующих устройств, включенных в обратную связь:

1) в соответствии с заданными техническими требованиями, предъявляемыми к сервомеханизму, строится желаемая ЛАХ разомкнутого контура $20\lg W_ж(s)$;

2) строится ЛАХ исходной системы $20\lg W_{исх}(s)$;

3) строится ЛАХ той части сервомеханизма, которая охватывается обратной связью $20\lg W_x(s)$;

4) находится ЛАХ выражения $1 + W_x(s)W_{ос}(s)$ путем графического вычитания ЛАХ $W_ж(s)$ из ЛАХ $W_{исх}(s)$ в соответствии с выражением (I.45);

5) учитывая неравенство (I.46), находится ЛАХ, соответствующая произведению $W_x(s)W_{ос}(s)$;

6) определяется ЛАХ $W_{ос}(s)$ путем графического вычитания ЛАХ $W_x(s)$ из ЛАХ произведения $W_x(s)\,W_{ос}(s)$ в соответствии с уравнением

$$20\lg W_{ос}(s) = 20\lg W_x(s)\,W_{ос}(s) - 20\lg W_x(s).$$

Ж е с т к а я о б р а т н а я с в я з ь. Предположим, что некоторые элементы исходной (неизменяемой) части сервомеханизма, имеющего передаточную функцию $W_x(s)$, охвачены жесткой обратной связью с коэффициентом обратной связи $k_{ос}$ (рис. I.11, *д*).

Пусть

$$W_x(s) = \frac{k_x}{T_x s + 1},$$

тогда передаточная функция замкнутого контура части сервомеханизма $W_x(s)$

$$\Phi(s) = \frac{W_x(s)}{1 + W_x(s)\,k_{ос}} = \frac{k_x}{(1 + k_x k_{ос})\dfrac{T_x}{1 + k_x k_{ос}}\,s + 1}.$$

Из последнего выражения видно, что жесткая обратная связь уменьшает постоянную времени и коэффициент передачи охватываемого ею контура в $1 + k_x k_{ос}$ раз. Поэтому при необходимости повышения быстродействия жесткой обратной связью охватываются элементы с большими постоянными времени.

Отрицательные обратные связи очень часто используются для охвата исполнительного электродвигателя как наиболее инерционного звена. Пусть передаточная функция электродвигателя совместно с усилителем состоит из интегрирующего звена с апериодическим звеном (с замедлением):

$$W_{дв}(s) = \frac{k_{дв}}{s\,(T_{дв}s + 1)},$$

а передаточная функция цепи обратной связи равна передаточному коэффициенту потенциометра, т. е. $W_{ос}(s) = k_п$. Тогда результирующая передаточная функция замкнутого контура

$$\Phi(s) = \frac{k_{дв}}{s\,(T_{дв}s + 1) + k_{дв}k_п} = \frac{1}{k_{ос}}\,\frac{1}{T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1}, \qquad (I.48)$$

где

$$T^2 = \frac{T_{дв}}{k_{дв}k_п}, \quad \zeta = \frac{1}{2\sqrt{k_{дв}k_п T_{дв}}}, \quad k_{ос} = \frac{k_{дв}}{k_{дв}k_п} = \frac{1}{k_п}.$$

Очевидно, чем больше коэффициент усиления $k_{дв}k_п$ по цепи обратной связи, тем выше частота и тем меньше коэффициент затухания.

С к о р о с т н а я о б р а т н а я с в я з ь. Пусть передаточная функция части сервомеханизма, охваченной обратной связью, имеет вид колебательного звена

$$W_x(s) = \frac{k}{T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1}.$$

При наличии скоростной отрицательной обратной связи с передаточной функцией $W_{oc}(s) = k_{oc} s$ результирующая передаточная функция замкнутого контура

$$\Phi(s) = \frac{W_x(s)}{1 + W_x(s) W_{oc}(s)} = \frac{k}{T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1 + k k_{oc} s} = \frac{k}{T^2 s^2 + (2\zeta T + k k_{oc}) s + 1}, \tag{I.49}$$

т. е. при введении отрицательной скоростной обратной связи коэффициент затухания ζ увеличивается и, следовательно, колебательность сервомеханизма уменьшается. Можно показать, что ошибка сервомеханизма в установившемся состоянии в этом случае увеличивается.

Во многих случаях в качестве скоростной обратной связи используется тахометрическая обратная связь, охватывающая исполнительный двигатель. При этом передаточная функция цепи обратной связи $W_{oc}(s) = k_{oc} s$, где k_{oc} — передаточный коэффициент тахогенератора.

Результирующая передаточная функция замкнутого контура

$$\Phi(s) = \frac{W_{дв}(s)}{1 + W_{дв}(s) W_{oc}(s)} = \frac{k}{T_{дв} s^2 + (1 + k_{дв} k_{oc}) s} = \frac{k}{s(T'_{дв} s + 1)}, \tag{I.50}$$

где

$$k'_{дв} = \frac{k_{дв}}{1 + k_{дв} k_{oc}} \quad \text{и} \quad T'_{дв} = \frac{T_{дв}}{1 + k_{дв} k_{oc}}.$$

Полученная передаточная функция отличается от исходной передаточной функции двигателя только уменьшением в $1 + k_{дв} k_{oc}$ раз передаточного коэффициента и постоянной времени. Если в качестве исходной величины рассматривать угол поворота вала двигателя, то эта обратная связь является скоростной (гибкой). Если в качестве исходной величины рассматривать скорость вращения двигателя, то обратная связь по напряжению тахогенератора окажется жесткой.

Отрицательная обратная связь по ускорению. При охвате двигателя обратной связью, состоящей из тахогенератора и дифференцирующего RC-контура, получим обратную связь по ускорению. В этом случае передаточная функция цепи обратной связи

$$W_{oc}(s) = k_{тг} s \frac{T_к s}{T_к s + 1},$$

где $T_к = RC$ — постоянная времени дифференцирующего контура;
$k_{тг}$ — передаточный коэффициент тахогенератора.

Результирующая передаточная функция двигателя, охваченного этой обратной связью,

$$\Phi(s) = \frac{W_{дв}(s)}{1 + W_{дв}(s) W_{oc}(s)} = \frac{k_{дв}(T_{дв} s + 1)}{s\,[T_{дв} T_к s^2 + (k_{дв} k_{тг} k_к + T_{дв} + T_к + 1) s]}.$$

Этот случай аналогичен включению эквивалентного последовательного интегро-дифференцирующего звена.

Если считать дифференцирующее звено идеальным (без запаздывания), то передаточная функция цепи обратной связи будет $W_{oc}(s) =$

$= k_{тг}k_{к}s^2$, а результирующая передаточная функция двигателя, охваченного этой обратной связью, примет вид

$$\Phi(s) = \frac{k_{дв}}{s\,[1 + (T_{дв} + k_{дв}k_{тг}T_{к})]\,s} = \frac{k_{дв}}{s\,(T'_{дв}s + 1)}, \qquad (I.51)$$

где $T'_{дв} = T_{дв} + k_{дв}k_{тг}k_{к}$ — результирующая электромеханическая постоянная времени двигателя.

Из последнего выражения видно, что обратная связь по ускорению увеличивает электромеханическую постоянную времени электродвигателя.

При синтезе цепей обратных связей необходимо следить за тем, чтобы коэффициент усиления в прямой цепи исходной схемы сервомеханизма не оказался больше коэффициента усиления прямой цепи скорректированного сервомеханизма, так как в противном случае функция $W_x(s)\,W_{oc}(s)$ оказывается неминимально фазовой.

Положительные обратные связи. Положительные обратные связи находят значительно меньшее применение в качестве корректирующих устройств по сравнению с отрицательными. Иногда они применяются в качестве так называемых корректоров ошибки. Например, если на рис. I.11, *е* прямая цепь представляет собой безынерционное звено с передаточным коэффициентом k, а в цепи обратной связи включено апериодическое звено с передаточной функцией $W_{oc}(s) = \frac{k_{oc}}{T_{oc}s + 1}$, то результирующая передаточная функция замкнутого контура

$$\Phi(s) = \frac{k\,(T_{oc}s + 1)}{1 - kk_{oc} + T_{oc}\,s}.$$

При выполнении условия $kk_{oc} = 1$ последняя формула соответствует передаточной функции изодромного устройства, повышающего астатизм без заметного ухудшения устойчивости сервомеханизма. Повышение астатизма введением такого вида положительной обратной связи является простым в отношении реализации корректирующего устройства, однако равенства $kk_{oc} = 1$ не всегда выполнимо.

Положительные обратные связи широко применяются в магнитных усилителях с целью уменьшения их постоянных времени при сохранении коэффициента усиления по мощности.

Реализация корректирующих устройств. Корректирующие устройства наиболее часто реализуются в виде пассивных электрических элементов, представляющих собой четырехполюсники, не содержащие источников питания. В этих устройствах обычно как входной, так и выходной величиной является электрическое напряжение. Пассивные корректирующие устройства строятся на стандартных *RC*-элементах. Наиболее употребительные типовые пассивные корректирующие устройства сведены в таблицы *, где приведены их схемы, передаточные функции и логарифмические частотные характеристики.

* См. [15], с. 616—664.

Помехозащищенность сервомеханизмов. Сервомеханизм должен удовлетворительно работать в условиях наличия шумов. Если командный сигнал не содержит ложных сигналов, то при проектировании сервомеханизма не встречается никаких трудностей, связанных с передачей сигналов в условиях шума. Однако часто имеются случаи, когда шум в командном сигнале искажает истинное желаемое положение управляемого вала. Часто шумовые составляющие сигнала лежат за пределами частотной характеристики сервомеханизма и требования в отношении передачи шумов могут быть заданы указанием полосы пропускания сервомеханизма, т. е. заданием амплитудно-частотной характеристики сервомеханизма. Если же частоты шума лежат в пределах требующейся полосы пропускания сервомеханизма, тогда для линейного сервомеханизма невозможно отличить шумы от истинных сигналов.

Уровень шума (нежелательных составляющих командного сигнала), передаваемый сервомеханизмом с передаточной функцией $\Phi(s)$, зависит от частотного спектра шума. Среднеквадратическое значение шума на выходе сервомеханизма (т. е. нежелательные составляющие выходной величины, вызываемые шумами в командном сигнале), пропорционально квадрату модуля передаточной функции замкнутой системы. Следовательно, характеристики передачи шумов могут быть выражены через передаточную функцию замкнутой системы. При наличии значительных шумов система обычно должна иметь возможно более узкую полосу пропускания для удовлетворения требований точности. Если при этих условиях сервомеханизм еще имеет недопустимо большой для данного применения уровень шумов на выходе, должны быть пересмотрены требования точности. При отсутствии каких-либо данных о шумах полоса пропускания сервомеханизма должна приниматься насколько возможно узкой при удовлетворении остальных требований.

Испытания сервомеханизма. При предварительных испытаниях выявляются и уточняются значения некоторых динамических постоянных параметров сервомеханизма. Для этой цели может оказаться желательным собрать части сервомеханизма для экспериментальной проверки. При этом двигатель с усилительным устройством присоединяют к искусственной нагрузке.

Для проведения этих испытаний обычно используются специальные механические стендовые устройства, оснащенные электронными усилителями. На испытательном стенде можно провести испытания как отдельных элементов, так и всего сервомеханизма в сборе. В тех случаях, когда некоторые элементы не могут быть установлены на стенде в виде макетов, например, если эти элементы требуют аэродинамической или гидравлической нагрузки, для имитации этих элементов используется моделирующее устройство, работающее совместно с реальными элементами. Иногда и весь сервомеханизм может быть исследован с помощью моделирования.

На стадии предварительных испытаний сервомеханизма на испытательном стенде или с помощью моделирующего устройства проверяют все позиции технического задания и отрабатывают как динамику сервомеханизма, так и его конструкцию.

На этой стадии проектирование заканчивается. При этом должна быть оформлена необходимая техническая документация на разрабатываемый сервомеханизм.

Целью окончательных испытаний является определение соответствия разработанного сервомеханизма своему назначению, соответствия конструкции сервомеханизма требованиям технического задания.

5. АКТИВНЫЕ КОРРЕКТИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА СЕРВОМЕХАНИЗМОВ

При проектировании элементов САР и САУ транзисторы применяются не только в качестве усилительных и ключевых элементов, но так же как основные элементы активных корректирующих устройств

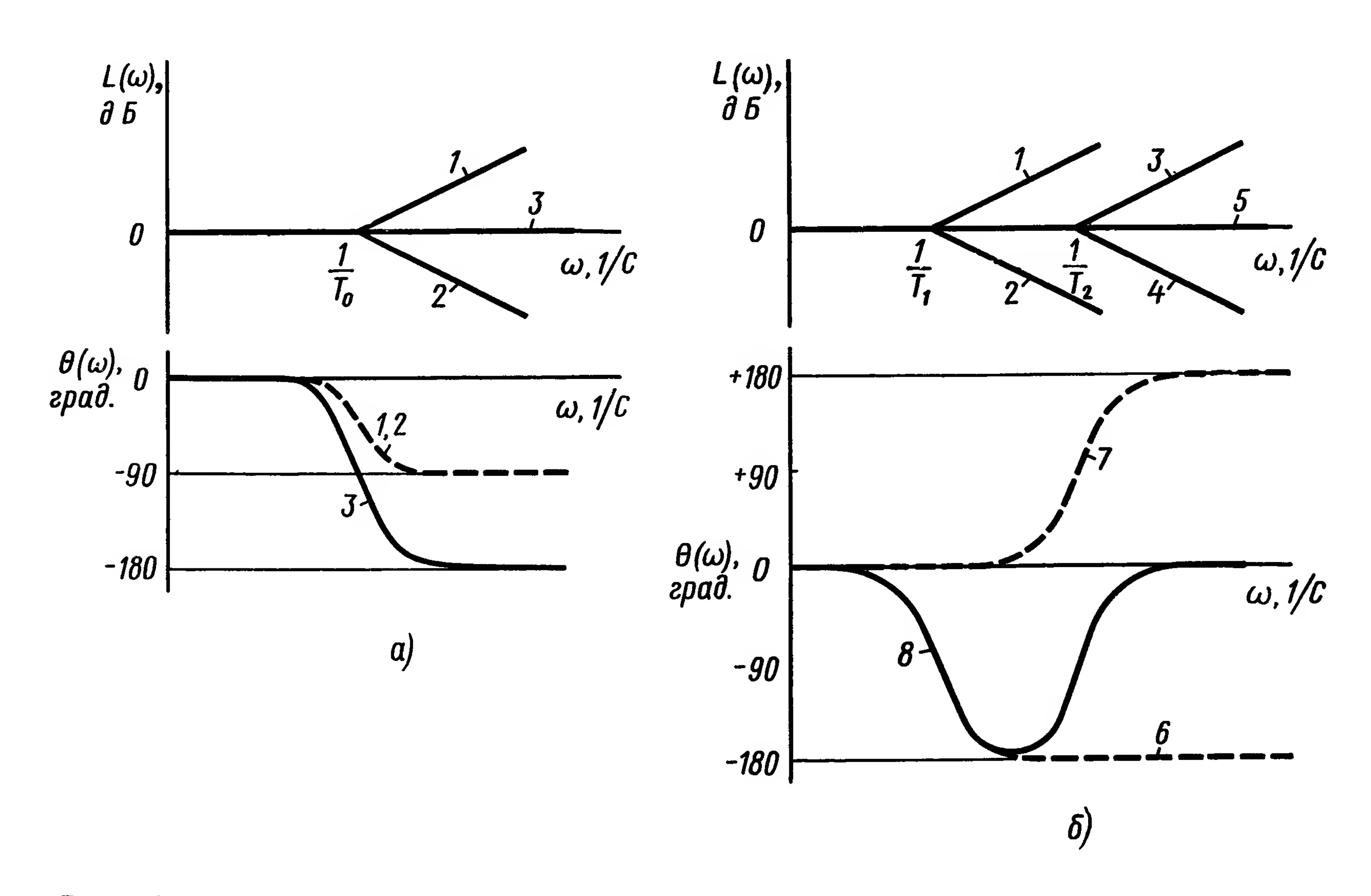


Рис 1.13. Логарифмические частотные характеристики сложных звеньев:
а — ЛЧХ звена $W_{II}(s) = \frac{1 - T_1 s}{1 + T_1 s}$ (физически реализуемого); *1* — ЛЧХ звена $1 - T_1 s$; *2* — звена $\frac{1}{1 + T_1 s}$; *3* — звена $W_{II}(s)$; *б* — ЛЧХ звена $W_{III}(s) = \frac{(1 - T_1 s)(1 + T_2 s)}{(1 + T_1 s)(1 - T_2 s)}$ (физически нереализуемого); *1* и *2* — ЛАХ звена $1 - T_1 s$ и $\frac{1}{1 + T_1 s}$; *3* и *4* — ЛАХ звена $1 + T_2 s$ и $\frac{1}{1 - T_2 s}$; *5* — ЛАХ звена $W_{III}(s)$; *6* и *7* — ЛФХ звена $\frac{1 - T_1 s}{1 + T_2 s}$ и $\frac{1 + T_2 s}{1 - T_2 s}$; *8* — ЛФХ звена $W_{III}(s)$

и небольших аналоговых вычислителей. Это относится и к операционным (решающим) усилителям (ОУ) на твердосхемных элементах, с помощью которых достаточно просто создаются корректирующие устройства с разнообразными передаточными функциями. Это основано на

свойствах амплитудных и фазовых частотных характеристик сложных звеньев [1] вида (рис. I.13):

$$W_{\text{I}}(s)=\frac{(T_1s+1)^2}{(T_2s+1)(T_3s+)};\qquad (I.52)$$

$$W_{\text{II}}(s)=\frac{1-T_1s}{1+T_2s};\qquad (I.53)$$

$$\left.\begin{aligned}W_{\text{III}}(s)&=\frac{(1-T_1s)(1+T_2s)}{(1+T_1s)(1-T_2s)};\\ W_{\text{IV}}(s)&=\frac{(1-T_1s)(1+T_4s)}{(1+T_2s)(1-T_3s)};\\ W_{\text{V}}(s)&=\frac{(1-T_1s)(1+T_3s)}{(1+T_2s)(1-T_4s)};\end{aligned}\right\}\qquad (I.54)$$

$$W_{\text{VI}}(s)=\frac{(T_1^2s^2+2\zeta_1T_1s+1)(T_2^2s^2+2\zeta_2T_2s+1)}{(T_1^2s^2+2\zeta_1T_1s-1)(T_2^2s^2+2\zeta_2T_2s-1)}.\qquad (I.55)$$

Кроме того, применение операционных усилителей (*ОУ*) позволяет при необходимости быстро изменять параметры корректирующего

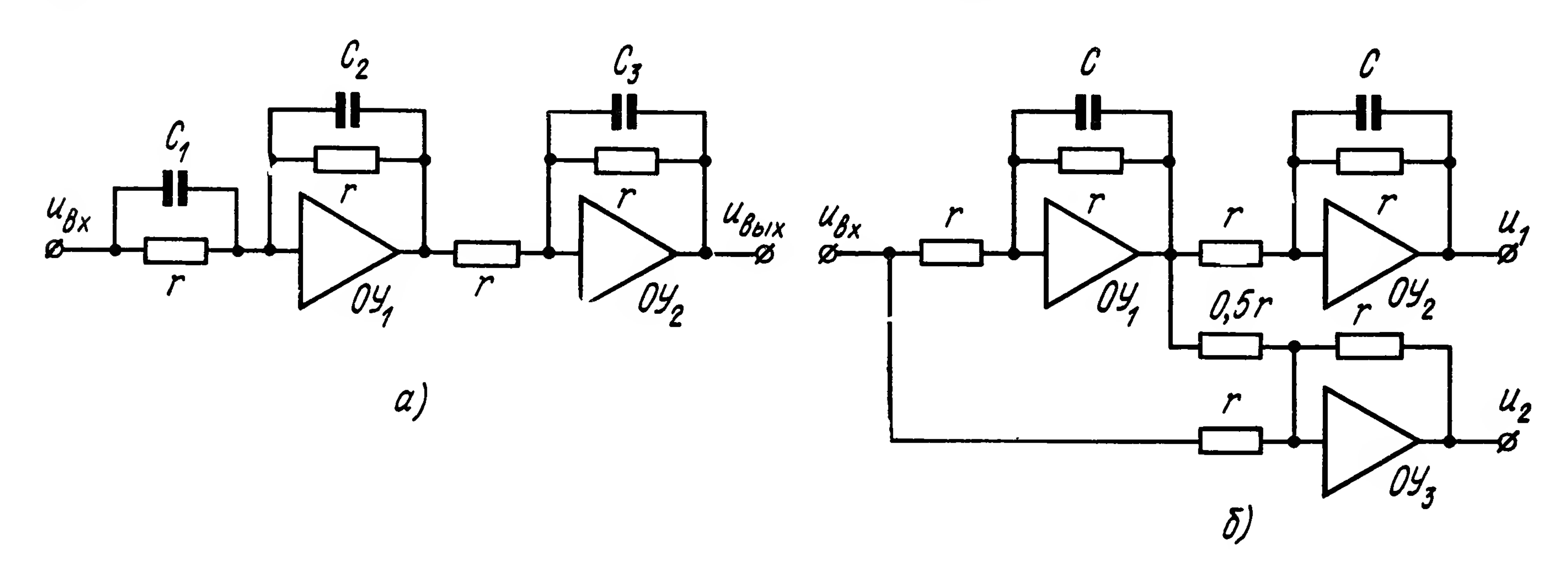


Рис. I.14. Схемы активных корректирующих устройств:

а — схема, реализующая передаточную функцию $W(s)=\frac{(T_2s+1)^2}{(T_1s+1)(T_3s+1)}$; *б* — реализующая передаточные функции

$$W_1(s)=\frac{U_1(s)}{U_{\text{вх}}(s)}=\frac{1}{(T_0s+1)^2}\ \text{и}\ W_2(s)=\frac{U_2(s)}{U_{\text{вх}}(s)}=\frac{1-T_0s}{1+T_0s}$$

устройства, причем изменение одного параметра передаточной функции не влияет на другие. Например, передаточная функция последовательной корректирующей цепи вида (I.52) при

$$\frac{1}{T_2}<\frac{1}{T_1}<\frac{1}{T_3};\quad T_1=rC_1;\quad T_2=rC_2;\quad T_3=rC_3$$

может быть реализована схемой, состоящей из двух операционных усилителей $ОУ_1$ и $ОУ_2$ (рис. I.14, *а*). Изменение постоянной времени T_3 в процессе настройки системы выполняется с помощью конденсатора C_3 так, что T_1 и T_2 останутся прежними.

[1] Методика формирования частотных характеристик таких звеньев разработана А. В. Яковлевым в 1964 г.

Применение операционных усилителей, выполненных на твердых схемах, позволяет осуществить более сложную коррекцию, в том числе и квазилинейную.

Рассмотрим активное корректирующее устройство, имеющее на высоких частотах усиление — 40 дБ/дек при фазовом сдвиге, равном нулю, и требуемой частоте излома характеристики $\omega_0 = \frac{1}{T_0}$. Работа такого устройства основана на ослаблении входного сигнала пропорционально отношению напряжений, снятых с выходов двух динамических элементов, имеющих разные амплитудные и одинаковые фазовые характеристики. Устройство включает два динамических элемента, из которых один — неминимально-фазовый с передаточной функцией типа (I.53), и множительно-делительную схему.

Эти элементы реализуются электрической схемой, изображенной на рис. I.14, *б*.

Динамическими элементами являются: последовательное соединение двух одинаковых апериодических звеньев с передаточной функцией

$$W_1(s) = \frac{1}{(T_0 s + 1)^2} \tag{I.56}$$

с амплитудой и фазовой характеристиками

$$\left. \begin{aligned} |W_1(j\omega)| &= \frac{1}{T_0^2\omega^2 + 1}; \\ \theta_1(\omega) &= -2 \operatorname{arctg} T_0\omega, \end{aligned} \right\} \tag{I.57}$$

а также неминимально-фазовое звено с передаточной функцией (I.53), имеющее частотные характеристики при $T_1 = T_2 = T_0$

$$\left. \begin{aligned} |W_2(j\omega)| &= 1; \\ \theta_2(\omega) &= -2 \operatorname{arctg} T_0\omega. \end{aligned} \right\} \tag{I.58}$$

Выбранные динамические элементы обеспечивают следующие равенства:

$$\frac{|W_1(j\omega)|}{|W_2(j\omega)|} = \frac{1}{T_0^2\omega^2 + 1}; \tag{I.59}$$

$$\theta_1(\omega) = \theta_2(\omega). \tag{I.60}$$

Передаточная функция $W_1(s)$ реализована на усилителях $ОУ_1$ и $ОУ_2$, а $W_2(s)$ — на операционных усилителях $ОУ_1$ и $ОУ_3$ путем суммирования, т. е.:

$$W_2(s) = 1 - 2\frac{1}{T_0 s + 1} = \frac{1 - T_0 s}{1 + T_0 s},$$

где $T_0 = rC$.

Множительно-делительная схема должна осуществлять операцию

$$u_{вх}\frac{u_1}{u_2} = u_{вых},$$

где u_1 и u_2 — мгновенные значения напряжений, формируемых динамическими элементами.

Так как при частоте ω входного сигнала имеет место равенство фазовых характеристик, т. е. $\theta_1(\omega) = \theta_2(\omega)$, в любой момент времени отношение мгновенных значений $\frac{u_1}{u_2}$ равно отношению амплитуд:

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{|U_1(j\omega)|}{|U_2(j\omega)|} = \frac{|W_1(j\omega)|}{|W_2(j\omega)|},$$

а выходное напряжение в соответствии с выражением (I.59)

$$U_{\text{вых}}(\omega) = U_{\text{вх}}(\omega)\,\frac{1}{T_0^2\omega^2+1}. \qquad (I.61)$$

Схема множительно-делительного блока приведена на рис. I.15. Сигналы u_1 и u_2 поступают на два элемента определения модуля, выполненные на усилителях $ОУ_1$ и $ОУ_2$, на выходах которых формируются соответственно положительное напряжение $U_+ = |u_1|$ и отри-

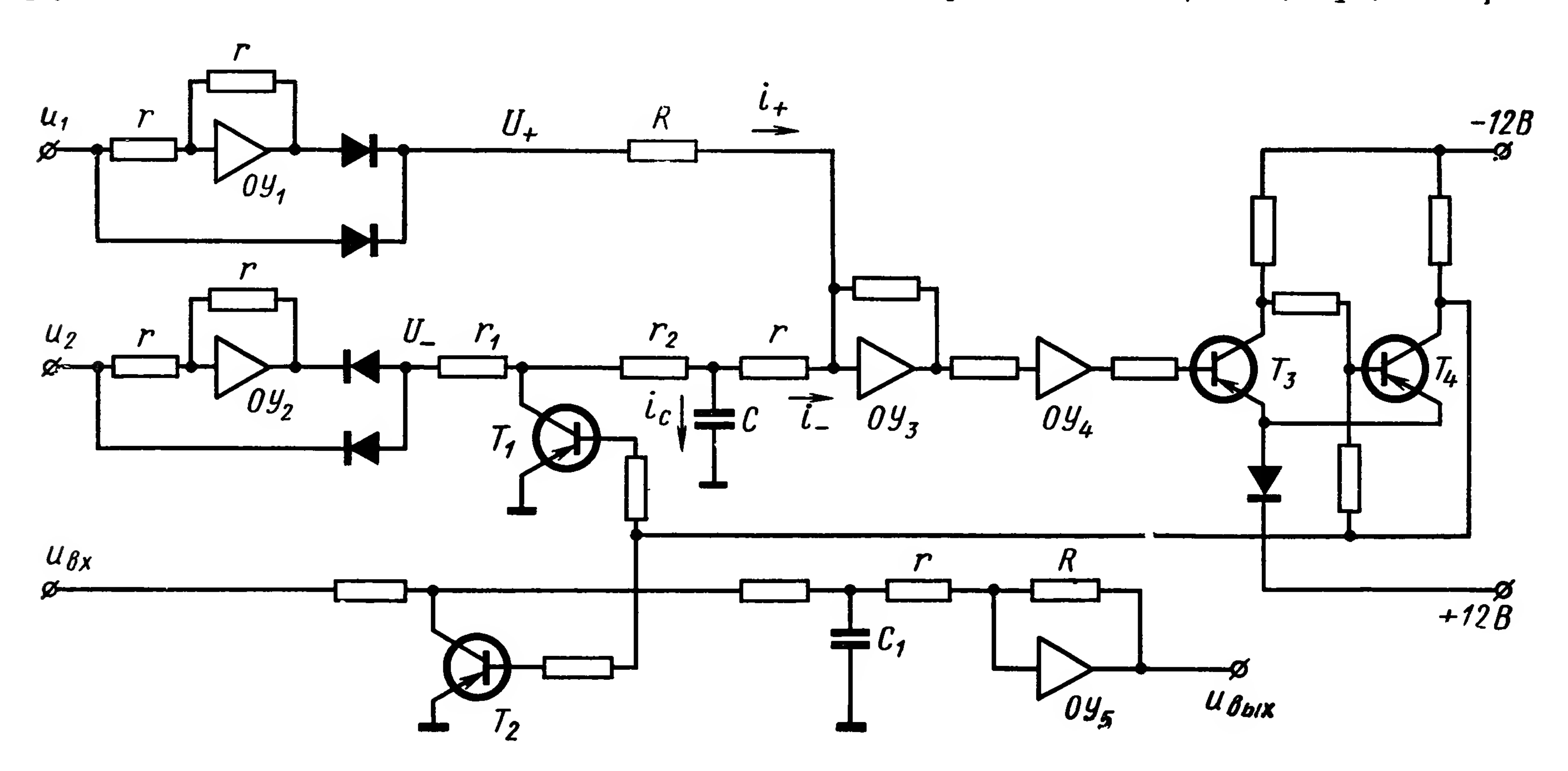


Рис. I.15. Схема множительно-делительного устройства

цательное $U_- = |u_2|$. Эти напряжения в качестве делимого и делителя подаются на вычислитель, который включает в себя два последовательно соединенных $ОУ$, один из которых $ОУ_3$ выполняет функции сумматора, другой $ОУ_4$ — чувствительного нуль-органа [1]. Триоды T_3 и T_4 служат для увеличения общего коэффициента усиления и формируют сигнал управления ключом T_1 делительной цепочки.

Благодаря большому коэффициенту усиления и наличию обратной связи в схеме поддерживается автоколебательный процесс с глубоким насыщением, так что триод T_4 работает в релейном режиме. Запирание T_4 приводит к замыканию ключа T_1 и через некоторое время к преобладанию на входе сумматора положительного напряжения, что приводит к отпиранию T_4. В результате ключ T_1 размыкается и, если

$$\frac{U_-}{r_1+r_2+r} > \frac{U_+}{R},$$

[1] Операционные усилители выполнены на интегральных схемах типа К1УТ401Б.

на входе сумматора вновь начнет преобладать отрицательное напряжение и рассмотренный процесс повторится.

Скважность $\frac{\tau}{\Delta t}$ сигнала управления ключом T_1 автоматически поддерживается такой, при которой среднеинтегральное значение напряжения на входе сумматора $ОУ_3$ близко к нулю. При этом токи i_+ и i_C равны, поэтому

$$U_C = U_+ \frac{r}{R},$$

с другой стороны,

$$U_C = U_- F\left(r;\ r_1;\ r_2;\ \frac{\tau}{\Delta t}\right),$$

т. е.

$$\frac{U_+}{U_-}\frac{r}{R} = F\left(r;\ r_1;\ r_2;\ \frac{\tau}{\Delta t}\right). \tag{I.62}$$

Сигнал управления ключом T_1 скважностью $\frac{\tau}{\Delta t}$ подается одновременно на ключ T_2. Последний работает в схеме, которая аналогична цепи, состоящей из резисторов r; r_1; r_2 и емкости C.

На вход цепи подключено напряжение $u_{вх}$, так что

$$U_{C1} = u_{вх} F\left(r;\ r_1,\ r_2;\ \frac{\tau}{\Delta t}\right),$$

или с учетом выражения (I.62)

$$U_{C1} = \frac{u_{вх} r}{R}\frac{U_+}{U_-}.$$

Так как $U_+ = |u_1|$ и $U_- = |u_2|$, получим

$$U_{C1} = u_{вх}\frac{|u_1|}{|u_2|}\frac{r}{R}.$$

Напряжение, снимаемое с $ОУ_5$,

$$U_{вых} = k u_{вх}\frac{|u_1|}{|u_2|}, \tag{I.63}$$

где $k = \frac{r}{R}$.

Частота сигнала, управляющего ключами, имеет порядок 0,1—1 МГц, поэтому практически всегда удается путем соответствующего выбора емкостей C и C_1 сгладить пульсации на выходе схемы без внесения заметной инерционности. Особенностью множительно-делительного блока является то, что при

$$\frac{U_-}{r + r_1 + r_2} \leqslant \frac{U_+}{R}$$

ключ T_1 оказывается полностью открытым. Напряжение U_C достигает предельного значения и

$$U_{C_{\max}} = U_- \frac{r}{r + r_1 + r_2},$$

а напряжение

$$U_{C1_{\max}} = U_{\text{вх}} \frac{r}{r + r_1 + r_2}.$$

Если

$$\frac{U_+}{U_-} > \frac{r}{r + r_1 + r_2},$$

то U_C остается ограниченным на некотором уровне, т. е.

$$U_C \leqslant u_{\text{вх}} \frac{r}{r + r_1 + r_2}.$$

Практически целесообразно выбирать $R = r + r_1 + r_2$ и считать, что в функциональную схему вычислителя введен ограничитель на единичном уровне *1* (рис. I.16). Такое множительно-делительное устройство формирует на выходе часть величины напряжения $u_{\text{вх}}$.

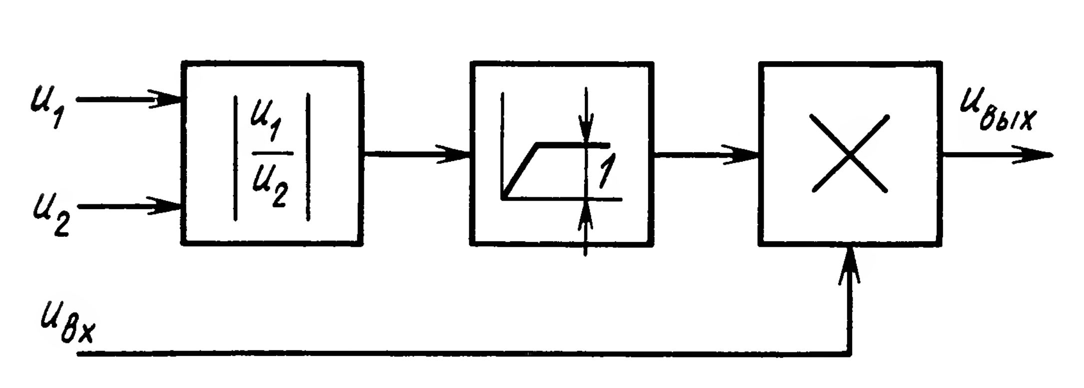


Рис. I.16. Функциональная схема вычислителя

Применение в активном корректирующем устройстве рассмотренного вычислителя вместо математически точного при синусоидальных сигналах не изменяет общей передаточной функции. В этом случае u_1 и u_2 синфазны, поэтому

$$\frac{U_1}{U_2} = \left|\frac{u_1}{u_2}\right|.$$

Так как $|W_2(j\omega)| = 1$, имеем следующие равенства:

$$|u_2| = |u_{\text{вх}}| > |u_1|; \quad |u_1| = |u_{\text{вх}}| \frac{1}{T^2\omega^2 + 1}.$$

Схемы рис. I.14 и I.16, соединенные последовательно, формируют скорректированный сигнал управления, например в САР с электродвигателем постоянного тока.

6. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ И ОСНОВНЫЕ МЕТОДЫ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Структурная схема исполнительного устройства САР или САУ представляет собой графическое отображение статических и динамических особенностей звеньев, входящих в состав схемы, и математические связи между ними.

Структурная схема исполнительного устройства может быть задана во временной области, в которой особенности преобразования сигналов описываются в общем случае линейными и нелинейными дифференциальными уравнениями. В области преобразований или изображений по Лапласу или Фурье при структурном представлении исполнительных устройств используются алгебраические соотношения.

Наибольшее распространение получили линейные и линеаризованные структурные схемы с постоянными параметрами, в которых свойства исполнительных элементов задаются их передаточными функциями. Такой подход использован в § 2 настоящей главы.

Для расчета нелинейных электрических исполнительных устройств применяются функциональные структурные схемы. Однако структурные методы в этом случае имеют существенные ограничения, так как принцип суперпозиции для нелинейных систем несправедлив.

При эскизном или техническом проектировании исполнительных устройств широкое распространение получил способ, основанный на предварительном преобразовании структурных схем [14]. Этот способ заключается в составлении структурной схемы сложной, например многоконтурной системы, и последующем ее преобразовании к эквивалентной одноконтурной системе при помощи правил структурного преобразования. Его преимущество заключается в том, что громоздкое формальное решение совместных уравнений заменяется наглядными преобразованиями, имеющими геометрическую интерпретацию и уменьшающими возможности ошибок.

Структурная схема двухфазного асинхронного электродвигателя. Полная структурная схема несимметричного двухфазного асинхронного электродвигателя как нелинейной системы на переменном токе может быть составлена в соответствии с дифференциальными уравнениями, полученными в работе [10]. Эти уравнения, записанные в операторной форме, имеют следующий вид:

$$\left.\begin{array}{ll}1) & u_1=(R_1+L_1p)\,i_{1c}+M_1pi_{1p};\\ 2) & u_2=(R_2+L_2p)\,i_{2c}+M_2pi_{2p};\\ 3) & (r+lp)\,i_{1p}+M_1pi_{1c}+(M_2i_{2c}+li_{2p})\,p\theta=0;\\ 4) & (r+lp)\,i_{2p}+M_2pi_{2c}+(M_1i_{1c}+li_{1p})\,p\theta=0;\\ 5) & Jp^2\theta+\rho p\theta+M_{тр}\,\mathrm{sign}\,p\theta=M_2i_{1p}i_{2c}-M_1i_{2p}i_{1c},\end{array}\right\} \quad (I.64)$$

где u_1 — напряжение возбуждения;
u_2 — напряжение управления;
i_{1c} и i_{2c} — токи в обмотках возбуждения и управления;
i_{1p} и i_{2p} — токи в эквивалентных фиктивных обмотках ротора;
θ — угол поворота вала ротора электродвигателя;
r, R_1 и R_2 — активные сопротивления роторных и статорных обмоток;
l, L_1 и L_2 — коэффициенты самоиндукции;
M_1 и M_2 — соответствующие коэффициенты взаимоиндукции;
J — момент инерции ротора;
ρ — коэффициент вязкого трения;
$M_{тр}$ — момент сухого трения.

Уравнения 1 и 2 системы (I.64) описывают электромагнитные процессы в статорных обмотках электродвигателя. Уравнения 3 и 4 учитывают связь между магнитными потоками статора и ротора, а также

скорость вращения ротора. Наконец, уравнение 5 представляет собой уравнение моментов и описывает динамику ротора.

Совместному решению системы уравнений соответствует полная структурная схема во временной области (рис. I.17).

Общая структурная схема как математическая модель двухфазного электродвигателя имеет два входа (u_1 и u_2), два выхода (θ и $M_{вр}$), несколько перекрестных связей и может быть отнесена к группе многосвязанных нелинейных систем регулирования. Из этой схемы, во-первых, при определенных допущениях можно получить упрощенные структурные схемы, известные в литературе. Во-вторых, эта схема

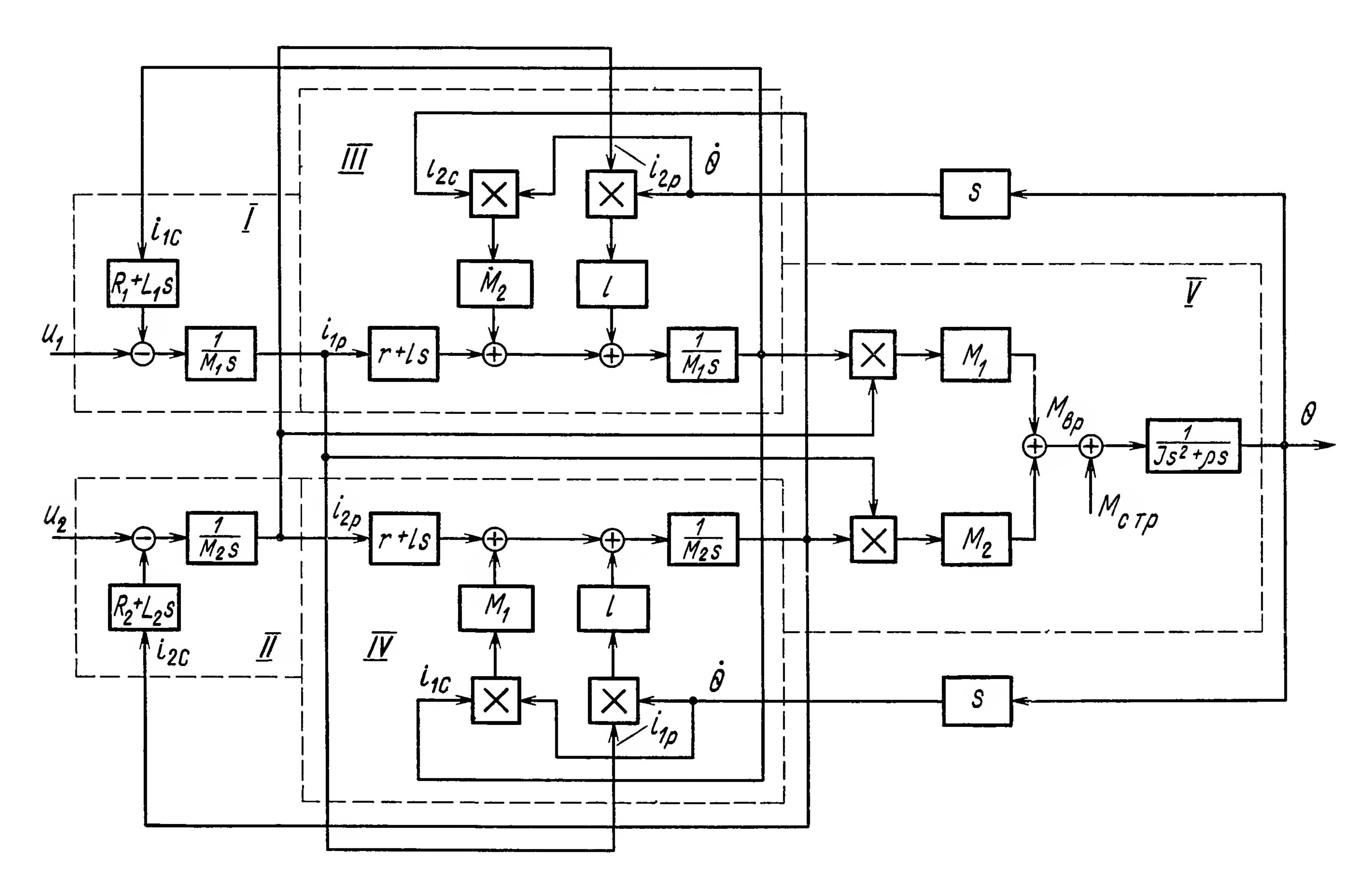


Рис. 1.17. Полная структурная схема двухфазного асинхронного электродвигателя

является базовой для составления детализированной структуры во временной области, содержащей, например, только усилительные и интегрирующие звенья [16]. Такая детализированная схема может быть непосредственно использована для набора задачи, настройки и моделирования динамики асинхронного электродвигателя на аналоговой вычислительной машине.

Составим частные схемы моделирования асинхронного электродвигателя в области временного аргумента, соответствующие уравнениям системы (I.64).

Решив уравнения 1 и 2 системы (I.64) относительно токов ротора i_{1p} и i_{2p}, получим схемы, изображенные на рис. I.18, *а* и I.18, *б*. Уравнения 3 и 4, разрешенные относительно токов статорных обмоток i_{1c} и i_{2c}, имеют схемы моделирования, показанные на рис. I.18, *в* и I.18, *г*. Схема, имеющая в качестве выходной координаты угол θ поворота вала электродвигателя, приведена на рис. I.18, *д*. На

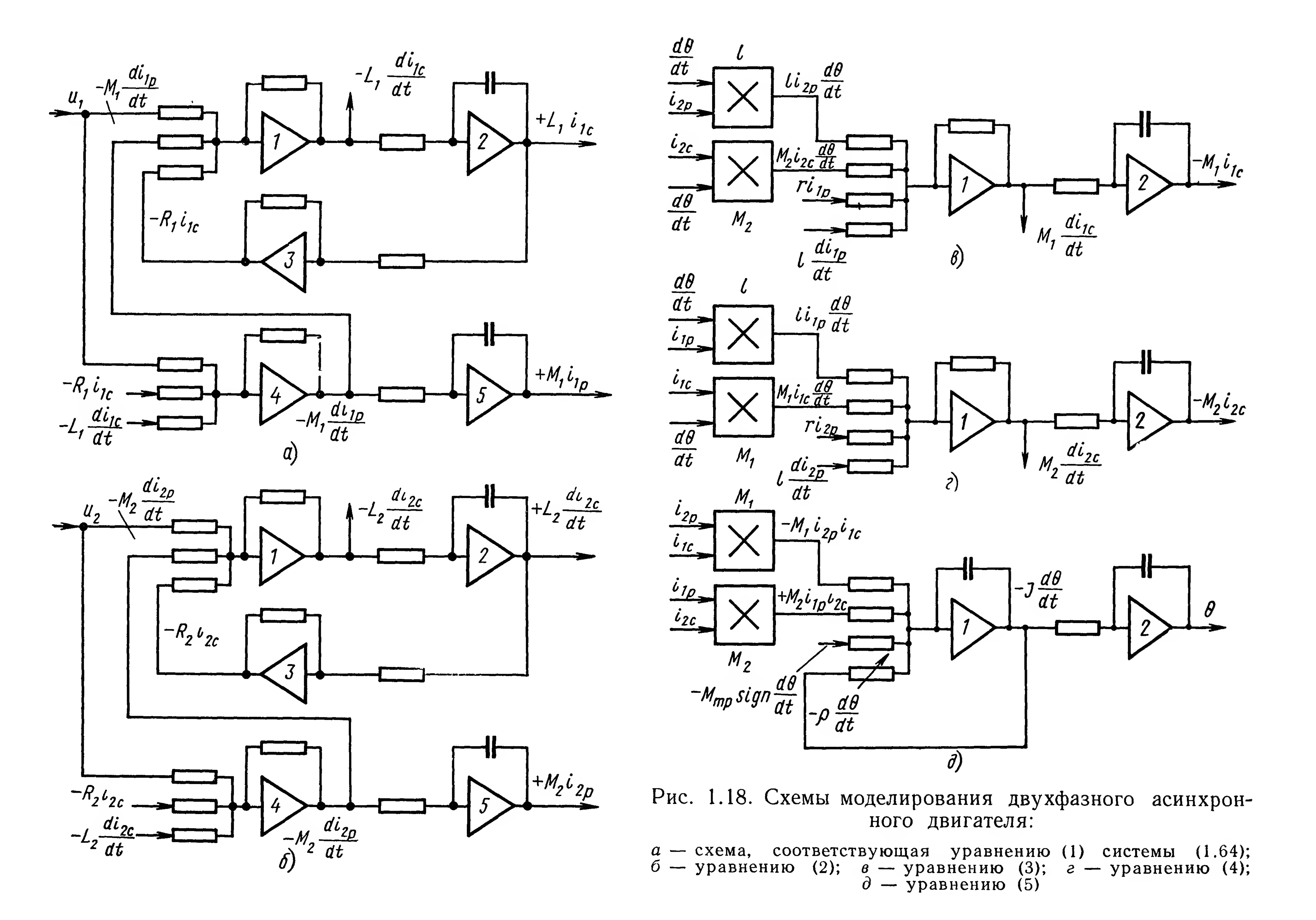


Рис. 1.18. Схемы моделирования двухфазного асинхронного двигателя:

а — схема, соответствующая уравнению (1) системы (1.64); *б* — уравнению (2); *в* — уравнению (3); *г* — уравнению (4); *д* — уравнению (5)

рис. I.17 и I.18 нелинейная операция — умножение соответствующих переменных величин — изображается множительным блоком.

Такого рода машинное проектирование позволяет исследовать как физические процессы, протекающие в электродвигателе, так и различные режимы работы его в системе автоматического регулирования с учетом нагрузки в общем случае при ненулевых начальных условиях.

Метод гармонического баланса. Этот метод с успехом применяется для проектирования и исследования разнообразных электрических исполнительных устройств, описываемых системой линейных и нелинейных дифференциальных уравнений.

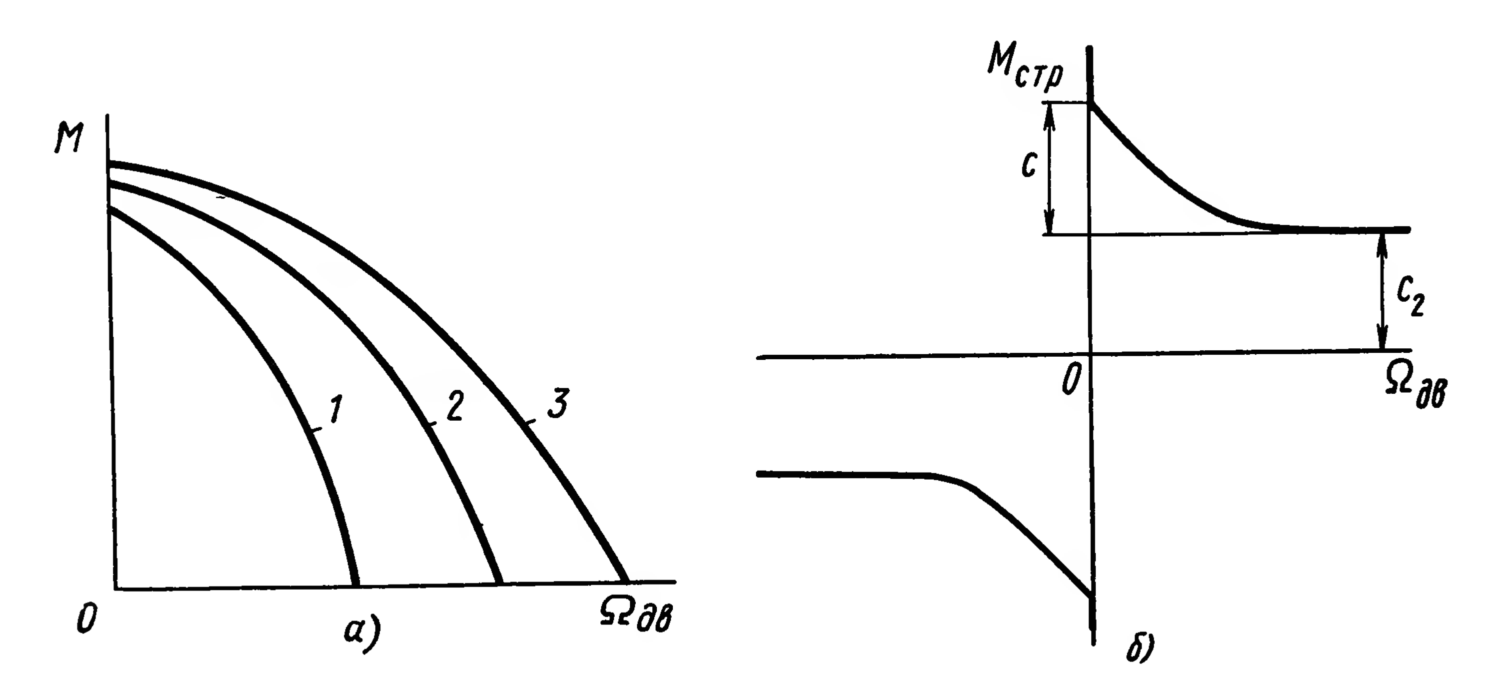


Рис. I.19. Нелинейные характеристики электрического привода:

а — механические характеристики электродвигателя при различных значениях управляющего напряжения; *б* — характеристика сухого трения $M_{стр} = F(\Omega_{дв})$

Ниже исследуется влияние параметров нелинейного электрического привода на устойчивость и автоколебательный процесс методом гармонического баланса при наличии в системе нелинейных падающих механических характеристик (рис. I.19, *а*) и сложных характеристик трения, зависящих от скорости (рис. I.19, *б*). Линейная часть системы имеет третий порядок. Кривые *1—3* на рис. I.19, *а* получены при управляющем напряжении:

Структурная схема рассматриваемой нелинейной системы показана на рис. I.20, *а*.

Аналитически нелинейные звенья системы аппроксимируются следующими уравнениями: механические характеристики электродвигателя уравнением (рис. I.17)

$$M_{вр} = k_0 u_у - (c_1 \Omega_{дв} + c_3 \Omega_{дв}^3), \tag{I.65}$$

где $M_{вр}$ — вращающий момент;

$u_у$ — управляющее напряжение;

$\Omega_{дв}$ — угловая скорость вала электродвигателя;

k_0, c_1, c_3 — размерные коэффициенты пропорциональности;

характеристики трения аппроксимируются уравнениями вида (рис. I.19, *б*)

$$M_{\text{тр}1}=\left[c_2+\frac{c}{\sqrt{1+m^2\Omega_{\text{дв}}^2}}\right]\operatorname{sign}\Omega_{\text{дв}};\qquad (I.66)$$

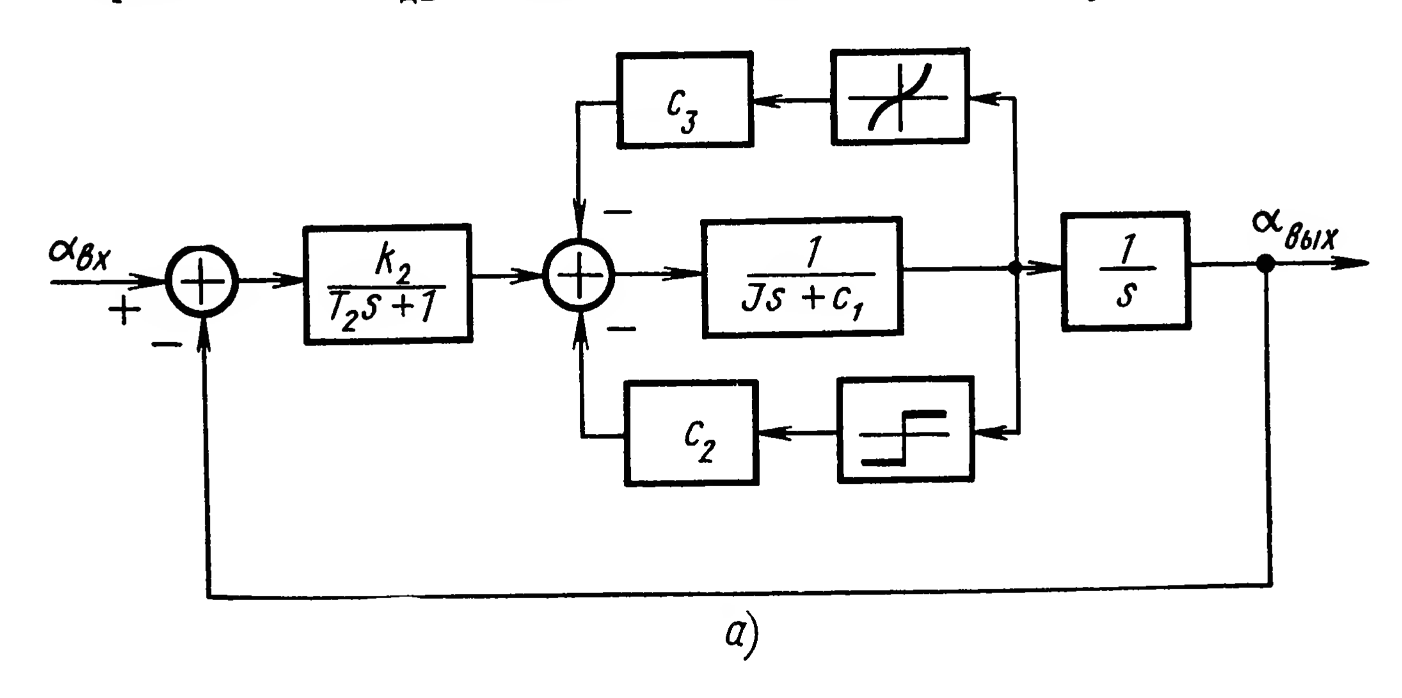
$$M_{\text{тр}2}=\left[c_2+\frac{c}{1+m^2\Omega_{\text{дв}}^2}\right]\operatorname{sign}\Omega_{\text{дв}},\qquad (I.67)$$

где c — коэффициент, характеризующий превышение момента трения покоя над минимальным моментом трения движения;

c_2 — коэффициент, характеризующий минимальный момент трения движения;

m — коэффициент крутизны падающего участка характеристики трения.

Как следует из полученных выражений, соответствующие нелинейности, описываемые уравнениями (I.65), (I.66) или (I.65), (I.67) от одной переменной $\Omega_{\text{дв}}$, можно объединить в одну знаком сложения.



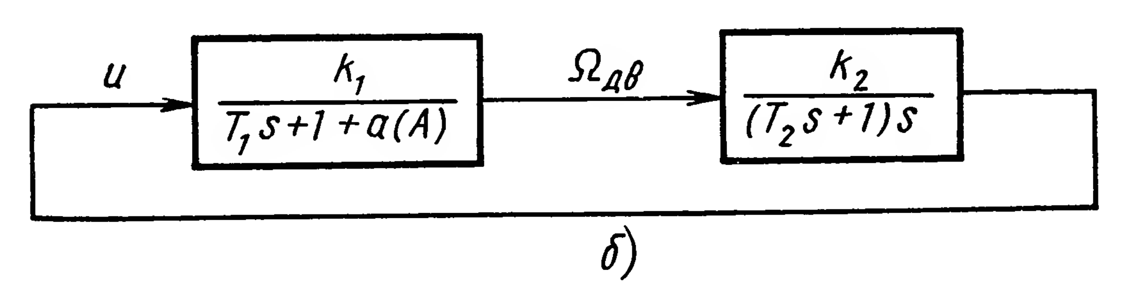


Рис 1.20. Структурная схема системы с электрическим исполнительным элементом:

а — нелинейная схема, $\alpha_{\text{вх}}$ и $\alpha_{\text{вых}}$ — углы на входе и выходе; б — линеаризованная схема

Поэтому коэффициент гармонической линеаризации системы определяется в виде суммы коэффициентов гармонической линеаризации нелинейных характеристик (I.65), (I.66) или (I.65), (I.67).

Для нелинейностей (I.65), (I.66), (I.67) коэффициенты гармонической линеаризации имеют следующий вид:

$$a_1(A)=\frac{4c_3}{4c_1}A^2;\qquad (I.68)$$

$$a_{21}(A)=\frac{4c_2}{\pi A}+\frac{4c}{\pi m A^2}\operatorname{arctg} mA;\qquad (I.69)$$

$$a_{22}(A)=\frac{4c_2}{\pi A}+\frac{2c}{\pi m A^2}\operatorname{arcth} B,\qquad (I.70)$$

где A — амплитуда гармонических автоколебаний в системе;

B — коэффициент, зависящий от амплитуды $\left(B=\frac{1+m^2A^2}{m^2A^2}\right)$.

Уравнение электродвигателя с учетом коэффициентов гармонической линеаризации a_1 и a_{21} или a_1 и a_{22} и инерционной нагрузки примет вид (рис. I.20, *б*):

$$Jp\,\Omega_{дв}+c_1\,\Omega_{дв}+a_1(A)\,\Omega_{дв}+a_{2i}(A)\,\Omega_{дв}=k_0u_у \tag{I.71}$$

или

$$[T_1p+1+a(A)]\,\Omega_{дв}=k_1u_у,$$

где

$$T_1=\frac{J}{c_1};\quad a(A)=\frac{1}{c_1}[a_1(A)+a_{2i}(A)];\quad k_1=\frac{k_0}{c_1};\quad i=1{,}2.$$

Уравнение остальной части системы (I.65)

$$(T_2p+1)\,pu_y=k_2\,\Omega_{дв}. \tag{I.72}$$

В соответствии с выражениями (I.72), (I.71) характеристическое уравнение системы имеет вид

$$[T_1T_2p^3+(T_1+T_2)\,p^2+p+k+a(A)\,(T_2p+1)\,p]\,\Omega_{дв}=0, \tag{I.73}$$

где $K=k_1k_2$.

После подстановки в уравнение (I.73) $p=j\omega$ получим систему уравнений

$$\left.\begin{aligned}X&=K-[T_1+T_2a(A)]\,\omega^2=0;\\ Y&=[1+a(A)]\,\omega+T_1T_2-\omega^3=0.\end{aligned}\right\} \tag{I.74}$$

Решение уравнения (I.74) относительно ω связывает частоту автоколебаний с параметрами системы, т. е.

$$\omega^2=\frac{1+a(A)}{T_1T_2}. \tag{I.75}$$

С учетом соотношения (I.75) из уравнения (I.74) получим выражение коэффициента усиления разомкнутой системы:

$$K=[1+a(A)]\left[\frac{1}{T_1}\,\frac{1}{T_2}+\frac{a(A)}{T_1}\right]. \tag{I.76}$$

Коэффициент K относительно параметра $a(A)$ имеет зависимость в виде квадратичного трехчлена

$$K=Ma^2(A)+Na(A)+S, \tag{I.77}$$

где

$$M=\frac{1}{T_1};\quad N=\left(\frac{2}{T_1}+\frac{1}{T_2}\right);\quad S=\left(\frac{1}{T_1}+\frac{1}{T_2}\right),$$

причем $M>0$; $N>0$; $S>0$, так как $T_1>0$; $T_2>0$ и $a(A)>0$ при $A>0$.

Таким образом, значение K не равно нулю ни при каких соотношениях параметров T_1, T_2, A.

Задавая различные значения A в выражении $a(A)$ по формуле (I.77) находим зависимость $K = f(A)$ при заданных нелинейностях в системе. На рис. I.21 приведены графики $K = f(A)$ при различных аппроксимациях характеристики трения от скорости вращения $\Omega_{дв}$. Кривая *3* представляет собой зависимость коэффициента K от амплитуды автоколебаний при аналитическом описании характеристики трения уравнением (I.66), кривая *2* — соответственно уравнением (I.67). Величина $K_{гр}$ на рис. I.21 представляет собой минимальное значение коэффициентов усиления, при котором в системе существуют автоколебания, $A_{гр}$ — амплитуда автоколебаний системы, соответствующая значению $K_{гр}$.

Кривая *1* показывает характер изменения величины K при релейной зависимости момента трения от $\Omega_{дв}$. Значения $K_{гр}$ и $A_{гр}$ при кулоновом трении, определяемом выражением (I.66), зависят от параметров системы следующим образом:

$$A_{гр} = 2\sqrt{\frac{c_2}{3\pi c_3}}; \qquad K_{гр} = \frac{D}{T_2} + \frac{D^2}{T_1},$$

где $D = 1 + \frac{3c_2}{c_1}\sqrt{\frac{3\pi c_3}{c_2}}$.

При некулоновом трении аналитическая зависимость $A_{гр}$ и $K_{гр}$ от параметров системы, представляемая трансцендентными уравнениями, имеет сложный вид.

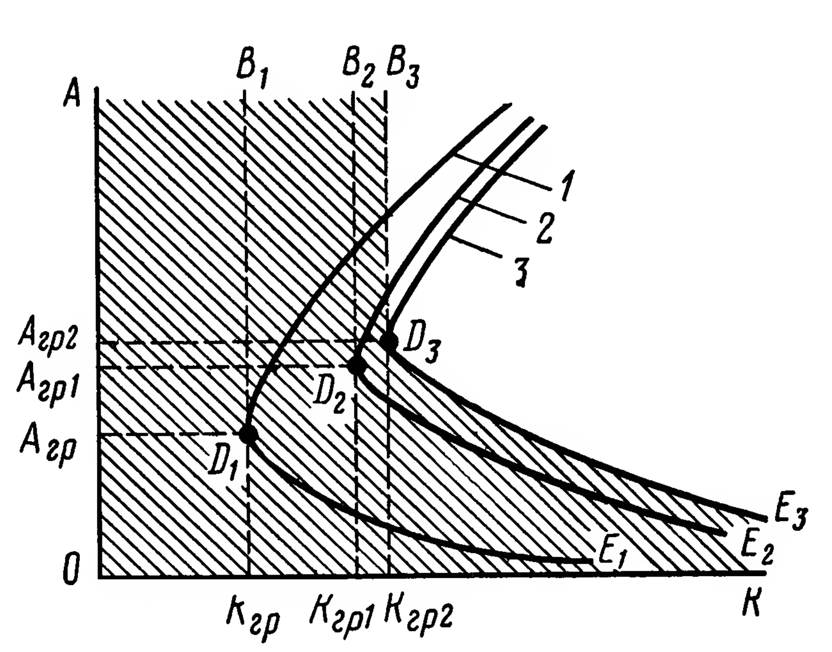


Рис. I.21. График зависимости амплитуды автоколебаний от коэффициента усиления системы при различных аппроксимациях характеристики трения:

1 — кривая для релейной аппроксимации; *2* — при аппроксимации по формуле (I.67); *3* — при аппроксимации по формуле (I.66); $B_1D_1E_1$, $B_2D_2E_2$, $B_3D_3E_3$ — зоны устойчивой работы, соответствующие кривым *1*, *2*, *3*

На рис. I.22, *а* показано влияние c на значение $A_{гр}$ и $K_{гр}$ при описании характеристики момента трения зависимостью (I.67) и постоянных значениях величин m, c_1, c_2, c_3 и T_1, T_2, а на рис. I.22, *б* — влияние коэффициента m. Последний определяет собой крутизну падающего участка характеристики $M_{тр}(\Omega_{дв})$. С ростом величины m увеличивается и крутизна падающего участка. Для сравнения на графиках (рис. I.22) показаны соответствующие штриховые кривые для случая кулонового трения.

Из анализа графиков, изображенных на рис. I.21, можно сделать следующие выводы. Кривая *2*, описываемая формулой (I.67), занимает промежуточное положение при аппроксимации трения функцией, имеющей вид идеальной релейной кривой, и функцией соответствующей формуле (I.66).

Возрастание величины трения (коэффициента c) на малых скоростях (рис. I.22, *а*) приводит к расширению зоны устойчивой работы, а увеличение крутизны падающего участка (коэффициента m) характеристики трения (рис. I.22, *б*) уменьшает эту зону.

Границы зоны определяются аналогично рис. I.21 (кривые *1*—*3*).

Рассмотрим характер изменения автоколебаний в зависимости от коэффициента усиления разомкнутой системы, структурная схема кото-

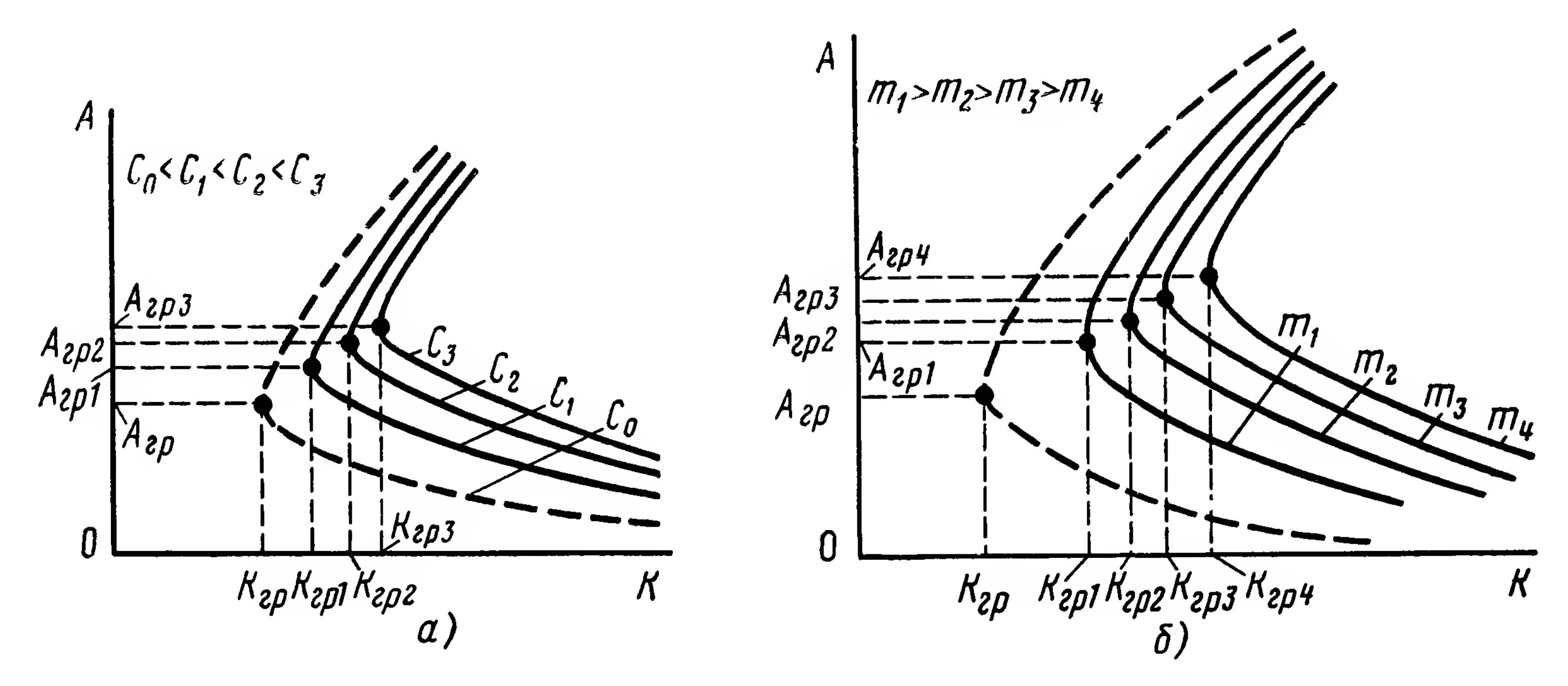


Рис. 1.22. График зависимости амплитуды автоколебаний от коэффициента усиления системы:

а — при различных значениях коэффициента *C*; *б* — при различных коэффициентах *m*

рой изображена на рис. I.23, при наличии в ней нелинейностей вида (I.66).

В работах [12, 13] показано, что в системе второго порядка указанные нелинейности не приводят к автоколебаниям. Линеаризован-

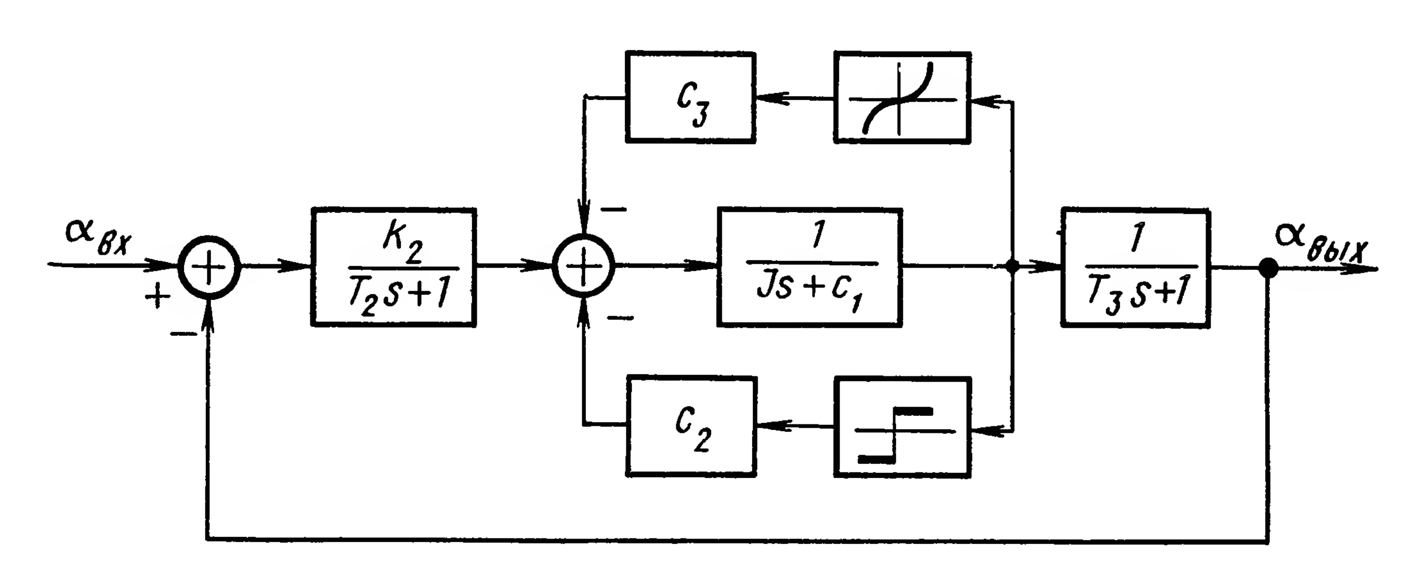


Рис. 1.23. Структурная схема системы с электрическим исполнительным элементом

ное уравнение нагруженного электродвигателя остается без изменений:

$$[(T_1p+1)+a(A)]\,\Omega_{дв}=k_1u. \tag{I.78}$$

Уравнение остальной линейной части системы имеет следующий вид:

$$[(T_2p+1)\,(T_3p+1)]\,u_у=k_3\Omega_{дв}. \tag{I.79}$$

После разрешения характеристического уравнения системы относительно вещественной и мнимой частей получим систему уравнений

$$X=1+a(A)-[T_2T_3+T_1T_2+T_3T_1+a(A)\,T_2T_3]\,\omega^2-k=0;$$
$$Y=(T_1+T_2+T_3)\,\omega+a(A)\,(T_2+T_3)\,\omega-T_1T_2T_3\omega^3=0, \tag{I.80}$$

где $K=k_1k_2$.

Из соотношения (I.80) находим выражение для частоты автоколебаний

$$\omega^2=\frac{T_1+T_2+T_3+a(A)(T_2+T_3)}{T_1T_2T_3}. \qquad (I.81)$$

Выражение для K из уравнения (I.80) с учетом соотношения (I.78) примет вид

$$K=1+a(A)-(T_1T_2+T_2T_3+T_3T_1+a(A)T_2T_3)\times \times\left(\frac{T_1+T_2+T_3+a(T_2+T_3)}{T_1T_2T_3}\right). \qquad (I.82)$$

Уравнение (I.82) может быть записано в виде квадратичного трехчлена:

$$K=Ma^2(A)+Na(A)+S. \qquad (I.83)$$

Коэффициенты M, N, S в выражении (I.83) имеют следующую зависимость от постоянных времени системы:

$$M=\frac{T_2+T_3}{T_1}; \qquad (I.84)$$

$$N=\left(\frac{T_2+T_3}{T_1}\right)+\left(\frac{1}{T_1}+\frac{1}{T_2}\right)(T_2+T_3)+\frac{T_2+T_3}{T_3}; \qquad (I.85)$$

$$S=-\left(\frac{T_2+T_3}{T_1}\right)+\left(\frac{1}{T_1}+\frac{1}{T_2}\right)(T_2+T_3)+\frac{T_2+T_1}{T_2}. \qquad (I.86)$$

Из выражения (I.83) следует, что при любых T_1 и T_3 коэффициент M больше нуля, а из соотношений (I.84), (I.85) — что N и S всегда меньше нуля. Таким образом, квадратичный трехчлен (I.83) будет иметь вид

$$K=Ma^2(A)-Na(A)-S. \qquad (I.87)$$

Из уравнения (I.87) характер зависимости амплитуды автоколебаний от общего коэффициента усиления системы для различных сочетаний параметров системы имеет вид, изображенный на рис. I.24.

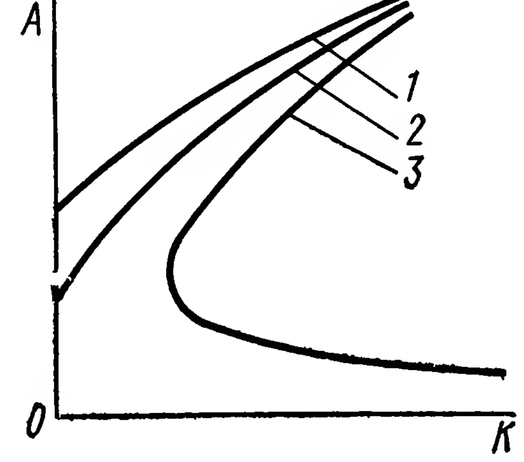


Рис. 1.24. График зависимости амплитуды автоколебаний от коэффициента усиления системы при различных значениях коэффициента $a(A)$

Кривые *1*, *2* относятся к такому сочетанию параметров системы, когда $a(A)$ достигает значений корней трехчлена (I.81), кривая *3* соответственно, когда $a(A)$ не достигает этих значений. Итак, в системе, структурная схема которой приведена на рис. I.23 при определенном сочетании параметров системы, могут существовать автоколебания при любом начальном отклонении и при любом коэффициенте усиления.

Метод пространства состояний. Описание исполнительного устройства переменными состояния. Математическая модель исполнительного устройства может быть представлена в виде линейной стационарной системы, которая описывается совокупностью линейных дифференциальных уравнений первого порядка с постоянными

коэффициентами, задаваемой в следующей векторно-матричной форме [16]:

$$\frac{d\boldsymbol{v}(t)}{dt} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{v}(t), \qquad (I.88)$$

где $\boldsymbol{A}$ — матрица коэффициентов;

$\boldsymbol{v}(t)$ — вектор-столбец состояния системы:

$$\boldsymbol{v}(t) = \begin{bmatrix} \boldsymbol{r} \\ \boldsymbol{x} \end{bmatrix}. \qquad (I.89)$$

Векторы $\boldsymbol{r}$ и $\boldsymbol{x}$ в выражении (I.89) представляют собой соответственно входные переменные и некоторые координаты системы (например, ток или напряжение на входе, скорость, ускорение, момент, перемещение или другие координаты схемы исполнительного устройства).

Если входные переменные рассматривать совместно с переменными состояния исполнительного устройства, то вектор $\boldsymbol{v}(t)$ можно считать вектором состояния системы увеличенной размерности.

Пусть заданы ненулевые начальные условия состояния исполнительного устройства, т. е. вектор $\boldsymbol{v}(0^+)$. Применяя к уравнению (I.88) прямое преобразование Лапласа, получим

$$s\boldsymbol{V}(s) - \boldsymbol{v}(0^+) = \boldsymbol{A}\boldsymbol{V}(s) \qquad (I.90)$$

или

$$[s\boldsymbol{I} - \boldsymbol{A}]\,\boldsymbol{V}(s) = \boldsymbol{v}(0^+). \qquad (I.91)$$

Из соотношения (I.91) следует, что изображение вектора состояния

$$\boldsymbol{V}(s) = [s\boldsymbol{I} - \boldsymbol{A}]^{-1}\boldsymbol{v}(0^+). \qquad (I.92)$$

В результате применения к уравнению (I.92) обратного преобразования Лапласа найдем

$$\boldsymbol{v}(t) = L^{-1}\{[s\boldsymbol{I} - \boldsymbol{A}]^{-1}\}\,\boldsymbol{v}(0^+) \qquad (I.93)$$

или

$$\boldsymbol{v}(t) = \boldsymbol{\Phi}(t)\,\boldsymbol{v}(0^+), \qquad (I.94)$$

где $\boldsymbol{\Phi}(t) = L^{-1}\{[s\boldsymbol{I} - \boldsymbol{A}]^{-1}\}$ — расширенная матрица перехода системы.

Матрица перехода $\boldsymbol{\Phi}(t)$ может быть определена одним из следующих трех способов:

1. Непосредственным применением обратного преобразования Лапласа

$$\boldsymbol{\Phi}(t) = L^{-1}\{[s\boldsymbol{I} - \boldsymbol{A}]^{-1}\}. \qquad (I.95)$$

2. Решением уравнения (I.88), действительно

$$\boldsymbol{v}(t) = e^{\boldsymbol{A}(t)}\,\boldsymbol{v}(0^+), \qquad (I.96)$$

сравнивая это соотношение с выражением (I.94), получим

$$\boldsymbol{\Phi}(t) = e^{\boldsymbol{A}(t)}. \qquad (I.97)$$

3. Вычислением реакций a_{jk} системы на единичные ступенчатые воздействия, определенным образом приложенных к системе, т. е.

$$\Phi(t)=\begin{bmatrix} a_{11}(t) & a_{12}(t) & \ldots & a_{1k}(t) \\ a_{21}(t) & a_{22}(t) & \ldots & a_{2k}(t) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ a_{j1}(t) & a_{j2}(t) & \ldots & a_{jk}(t) \\ a_{(j+1)\,1}(t) & a_{(j+1)\,2}(t) & \ldots & a_{(j+1)\,k}(t) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ a_{k1}(t) & a_{k2}(t) & \ldots & a_{kk}(t) \end{bmatrix}, \qquad (I.98)$$

где первый индекс при a указывает координату, по которой измеряется реакция системы, а второй индекс — координату, по которой производится возбуждение системы единичной функцией $r(0^+) = 1$ при нулевых начальных значениях остальных координат.

Таким образом, выражение (I.94) является общим решением векторно-матричного уравнения состояния. Компоненты вектора $\boldsymbol{v}(t)$ представляют собой переменные состояния исполнительного устройства при соответствующих воздействиях и ненулевых начальных условиях.

Особенности расчета исполнительных устройств методом пространства состояний. Метод пространства состояний дает возможность исследовать динамические возможности системы как во временной области, так и на фазовой плоскости. Представление системы ее схемой в переменных состояния не является единственным, т. е. для одной и той же системы можно составить несколько схем, которые будут отличаться природой фазовых координат, выбранных в качестве переменных состояния. Для построения фазового портрета исследуемого исполнительного устройства нужно таким образом составить расширенный вектор $\boldsymbol{v}(t)$ состояния системы, чтобы в него вошли в качестве компонент координаты x и $\dot{x}$.

Метод пространства состояний позволяет унифицировать процесс анализа и синтеза сложных структурных схем динамических систем. Это дает существенные преимущества для программирования и решения задач на ЦВМ.

Формальной основой для реализации метода пространства состояний на ЦВМ является, во-первых, возможность применения векторно-матричного математического аппарата к дискретным системам, во-вторых, возможность замены реальной расчетной схемы исполнительного устройства эквивалентной дискретной системой с некоторым постоянным тактом квантования T и экстраполятором сигналов. При решении нелинейных задач вводят в рассмотрение два ключа (или более двух) с разными, но кратными тактами замыкания (например, T и τ).

Известно [16], что

$$\boldsymbol{v}(t) = \boldsymbol{\Phi}(t - nT)\,\boldsymbol{B}\boldsymbol{v}(nT) \qquad (I.99)$$

и

$$\boldsymbol{v}[(n+1)\,T] = \boldsymbol{\Phi}(T)\,\boldsymbol{B}\boldsymbol{v}(nT), \qquad (I.100)$$

где T — период квантования сигналов в системе;
n — последовательные целочисленные значения;
$\boldsymbol{B}$— квадратная матрица, определяемая из рассмотрения схемы системы в переменных состояния.

Соотношение (I.100) является рекуррентным и может быть использовано для вычисления последовательных значений переменных состояния исполнительного устройства в моменты квантования.

Обозначим:

$$\boldsymbol{\Phi}(t-nT)\boldsymbol{B}=\boldsymbol{H}(t-nT), \qquad (I.101)$$

тогда

$$\boldsymbol{v}(t)=\boldsymbol{H}(t-nT)\boldsymbol{v}(nT) \qquad (I.102)$$

или

$$\boldsymbol{v}[(n+1)T]=\boldsymbol{H}(T)\boldsymbol{v}(nT). \qquad (I.103)$$

Придавая n в выражении (I.103) последовательные значения, получаем следующие уравнения:

$$\left.\begin{array}{ll} n=0; & \boldsymbol{v}(T)=\boldsymbol{H}(T)\boldsymbol{v}(0); \\ n=1; & \boldsymbol{v}(2T)=\boldsymbol{H}(T)\boldsymbol{v}(T); \\ n=2; & \boldsymbol{v}(3T)=\boldsymbol{H}(T)\boldsymbol{v}(2T); \\ \dots & \dots \\ n=k-1; & \boldsymbol{v}(kT)=\boldsymbol{H}(T)\boldsymbol{v}[(k-1)T]; \\ \dots & \dots \\ n=n-1; & \boldsymbol{v}(nT)=\boldsymbol{H}(T)\boldsymbol{v}[(n-1)T]. \end{array}\right\} \qquad (I.104)$$

Комбинируя уравнения (I.104) и производя упрощения, находим

$$\boldsymbol{v}(nT)=\boldsymbol{H}^n(T)\boldsymbol{v}(0). \qquad (I.105)$$

Применяя к выражению (I.105) z-преобразование, запишем

$$\boldsymbol{V}(z)=\sum_{n=0}^{\infty}\boldsymbol{v}(nT)z^{-n}. \qquad (I.106)$$

Далее комбинируя уравнения (I.106) и (I.105), получим z-преобразование в виде

$$\boldsymbol{V}(z)=\sum_{n=0}^{\infty}[\boldsymbol{H}(T)z^{-1}]^n\boldsymbol{v}(0). \qquad (I.107)$$

Учитывая соотношение

$$\sum_{n=0}^{\infty}[\boldsymbol{H}(T)z^{-1}]^n=[\boldsymbol{I}-z^{-1}\boldsymbol{H}(T)]^{-1}, \qquad (I.108)$$

z-преобразование для вектора состояния эквивалентной дискретной системы

$$\boldsymbol{V}(z)=[\boldsymbol{I}-z^{-1}\boldsymbol{H}(T)]^{-1}\boldsymbol{v}(0). \qquad (I.109)$$

Наконец, применяя обратное z-преобразование к уравнению (I.109), для вектора состояния системы получим

$$\boldsymbol{v}(nT)=Z^{-1}[\boldsymbol{I}-z^{-1}\boldsymbol{H}(T)]^{-1}\boldsymbol{v}(0). \qquad (I.110)$$

Выражение (I.110) является общим решением уравнения состояния эквивалентной дискретной схемы исполнительного устройства. Из этого выражения могут быть определены переменные состояния системы в последовательные моменты квантования, если известны расширенная матрица перехода вида (I.95) и матрица $\boldsymbol{B}$, а также заданы воздействия и начальные условия.

Представление вектора состояния в соответствии с выражением (I.110) позволяет анализировать устойчивость рассматриваемой системы аналитическим методом. Действительно, если

$$\boldsymbol{I}-z^{-1}\boldsymbol{H}(T)=\begin{bmatrix}\boldsymbol{I}-z^{-1}\boldsymbol{\alpha}(T) & 0\\ z^{-1}\boldsymbol{\beta}(T) & \boldsymbol{I}-z^{-1}\boldsymbol{\gamma}(T)\end{bmatrix},$$

то характеристическое уравнение системы записывается в виде

$$\det[\boldsymbol{I}-z^{-1}\boldsymbol{\gamma}(T)]=0. \qquad (I.111)$$

Рассматриваемая система является устойчивой, если корни уравнения (I.111), находящиеся на комплексной плоскости z, лежат в пределах окружности единичного радиуса.

Структурную схему нелинейной системы, учитывающую те или иные нелинейные характеристики исполнительного устройства, можно рассматривать как схему с переменным («мгновенным») коэффициентом k_{var}, который принимает различные дискретные значения на соответствующих интервалах квантования в зависимости от вида статической характеристики нелинейного элемента эквивалентной дискретной системы [16]. Пусть входной координатой нелинейного элемента-усилителя с коэффициентом k_{var} является $m\ (nT)$, а выходной $m_1\ (nT)$. В произвольный момент времени $t = nT^+$ эти координаты связаны линейным соотношением

$$m_1(nT^+)=k_{\text{var}\,(n+1)}\,m\,(nT^+)=k_{\text{м}}m\,(nT^+), \qquad (I.112)$$

где $k_{\text{м}} = k_{\text{var}\,(n+1)}$ — постоянный коэффициент усиления нелинейного элемента на $n+1$-м такте квантования.

В соответствии с выражением (I.94) для момента времени $t = \kappa T$ в общем виде можно определить

$$\boldsymbol{v}(\kappa T)=\boldsymbol{\Phi}_{\kappa-1}(T)\,\boldsymbol{v}[(\kappa-1)\,T^+]=\boldsymbol{\Phi}\,(k_{\kappa-1}), \qquad (I.113)$$

где матрица перехода $\boldsymbol{\Phi}_{\kappa-1}\ (T)$ является функцией «мгновенного» коэффициента усиления $k_{\kappa-1}$ нелинейного элемента на предыдущем такте квантования, а вектор $\boldsymbol{v}\ [(\kappa - 1)\ T^+]$ — функцией дискретных значений коэффициентов усиления $k_0;\ k_1;\ k_2;\ \ldots;\ k_{\kappa-2}$.

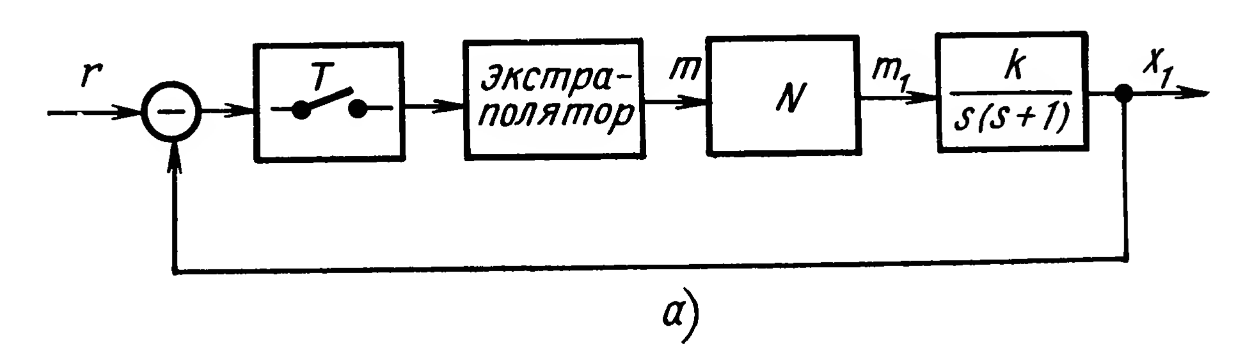
Из уравнения (I.113) следует, что искомый вектор состояния $\boldsymbol{v}\ (\kappa T)$ представляет собой функцию коэффициентов усиления $k_0;\ k_1;\ k_2;\ \ldots;\ k_{\kappa-1}$. Уравнение (I.113) является исходным для выполнения процедуры вычисления с помощью ЦВМ вектора состояния нелинейной эквивалент-

ной системы, использующей метод пространства состояний совместно с методом переменного коэффициента усиления.

Методы коррекции эквивалентной нелинейной системы, учитывающей нелинейные характеристики исполнительного устройства, изложены в работах [3], [16].

Рассмотрим на примере двух типовых схем исполнительных устройств, имеющих нелинейные характеристики $N = \varphi(m)$, применение метода переменных состояния совместно с методом переменного коэффициента усиления.

Схема I. Структура нелинейной системы и схема в переменных состояниях показаны на рис. 1.25.



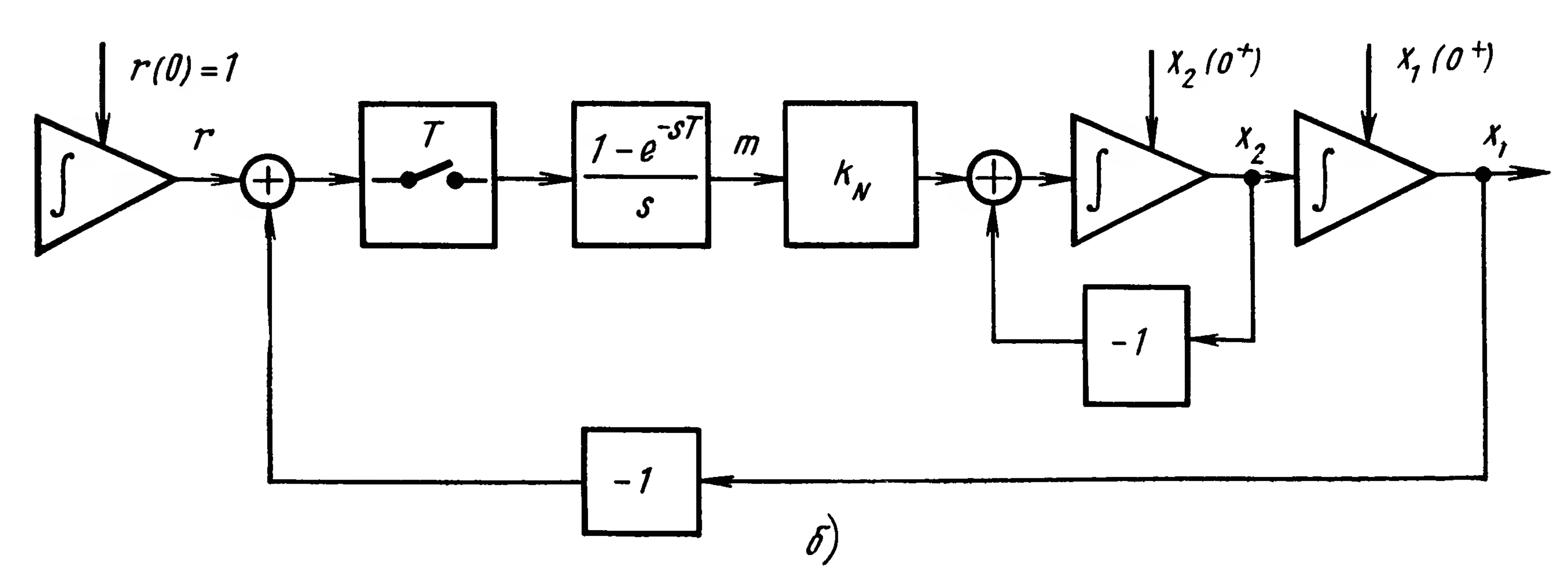


Рис. 1.25. Схемы исполнительного устройства с нелинейной характеристикой в прямой цепи:

а — структурная схема; *б* — схема в переменных состояния

Векторы состояния системы представлены в виде

$$v = \begin{bmatrix} r \\ x_1 \\ x_2 \\ m \end{bmatrix}; \quad v(0) = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Дифференциальные уравнения состояния системы:

$$\dot{r} = 0; \quad \dot{x}_1 = \frac{1}{K} x_2; \quad \dot{x}_2 = mk_N - x_2 = m_1 - x_2; \quad \dot{m} = r - x_1, \qquad (I.114)$$

где k_N — переменный коэффициент усиления для нелинейной характеристики $N = \varphi(m)$.

Уравнения переходных состояний имеют следующий вид:

$$\left.\begin{aligned} & r(nT^+) = r(nT); \\ & m(nT^+) = m_1(nT) = r(nT) - x_1(nT); \\ & x_1(nT^+) = x_1(nT); \\ & x_2(nT^+) = x_2(nT). \end{aligned}\right\} \qquad (I.115)$$

Из выражений (I.114) и (1.115) находим матрицы $\boldsymbol{A}$ и $\boldsymbol{B}$:

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & \frac{1}{K} & 0\\ 0 & 0 & -1 & K_N\\ 0 & -1 & 0 & 0\end{bmatrix};$$

$$\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 1 & 0\\ 1 & -1 & 0 & 0\end{bmatrix}.$$

Элементы матрицы перехода $\Phi(t)$ определим в соответствии с выражением (1.98) как реакции системы на единичные воздействия при $t = T$:

$$a_{11}(t)=L^{-1}\left\{\frac{1}{s}\right\}=1;$$

$$a_{12}(t)=a_{13}(t)=a_{14}(t)=0;$$

$$a_{21}(t)=0;$$

$$a_{22}(t)=L^{-1}\left\{K\frac{1}{s}\right\}=K;$$

$$a_{23}(t)=L^{-1}\left\{K\frac{1}{s}\frac{1}{s+1}\right\}=K\left(1-e^{-T}\right);$$

$$a_{24}(t)=L^{-1}\left\{k_N K\frac{1}{s+1}\frac{1}{s^2}\right\}=k_N K\left(T-1+e^{-T}\right);$$

$$a_{31}(t)=a_{32}(t)=0;$$

$$a_{33}(t)=L^{-1}\left\{\frac{1}{s+1}\right\}=e^{-T};$$

$$a_{34}(t)=L^{-1}\left\{k_N\frac{1}{s+1}\frac{1}{s}\right\}=k_N(1-e^{-T});$$

$$a_{41}(t)=a_{42}(t)=a_{43}(t)=0;$$

$$a_{44}(t)=L^{-1}\left\{\frac{1}{s}\right\}=1.$$

Таким образом, матрица перехода имеет вид

$$\Phi(T)=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1 & K(1-e^{-T}) & k_N K(T-1+e^{-T})\\ 0 & 0 & e^{-T} & k_N(1-e^{-T})\\ 0 & 0 & 0 & 1\end{bmatrix}. \qquad (I.116)$$

Блок-схема программы вычисления на ЦВМ вектора состояния системы в соответствии с выражением (1.113) для однозначных (не петлевых) нелинейных характеристик $N = \varphi(m)$ показана на рис. 1.26. Схема программы вычисления вектора $\boldsymbol{v}(t)$ системы для петлевых нелинейных характеристик дана на рис. 1.27.

Схема 2. Структурное представление нелинейной системы (нелинейная характеристика в цепи обратной связи) и схема в переменных состояния изображены на рис. 1.28.

Векторы состояния системы

$$\boldsymbol{v}=\begin{bmatrix} r \\ x_1 \\ x_2 \\ m \end{bmatrix}; \quad \boldsymbol{v}(0)=\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Уравнения переходных состояний системы получим для двух значений такта квантования:

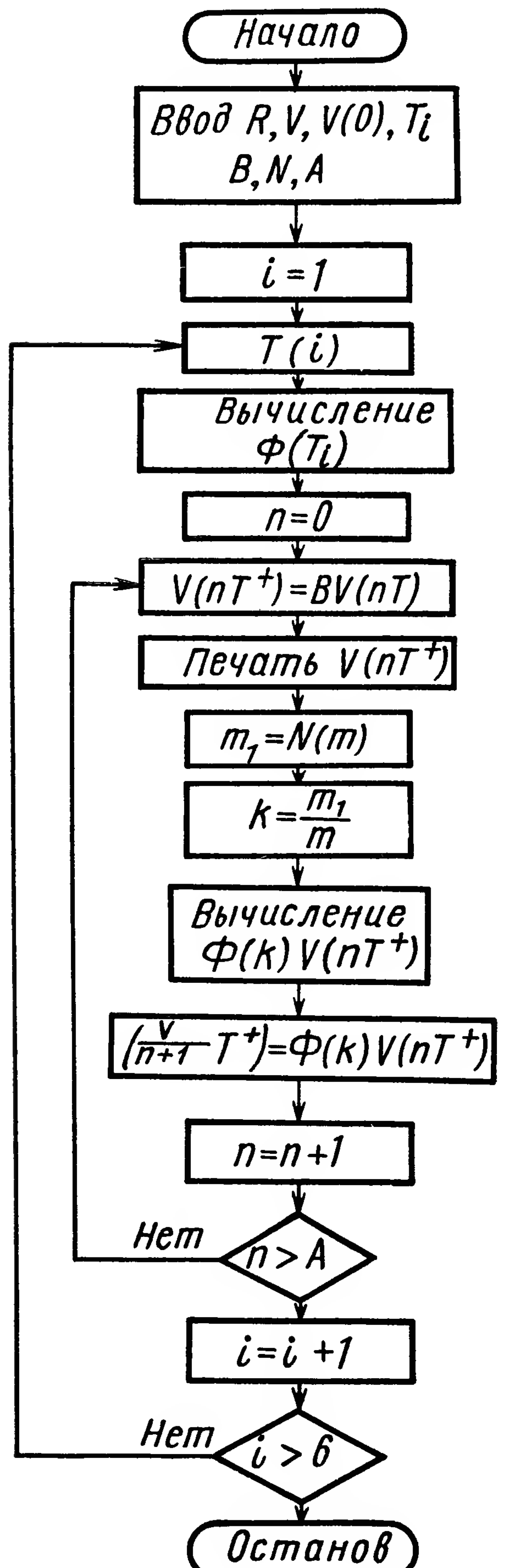


Рис. 1.26. Блок-схема программы вычисления $\boldsymbol{v}(t)$ для однозначной характеристики

1) для такта квантования, равного T, эти уравнения имеют вид:

$$\left.\begin{aligned} &r(nT^+)=r(nT); \\ &x_1(nT^+)=x_1(nT); \\ &x_2(nT^+)=x_1(nT); \\ &m(nT^+)=r(nT)-x_1(nT), \end{aligned}\right\} \tag{I.117}$$

2) для такта квантования τ, если $\tau < T$ и кратен T:

$$\left.\begin{aligned} &r(n\tau^+)=r(n\tau); \\ &x_1(n\tau^+)=x_1(n\tau); \\ &x_2(n\tau^+)=x_1(n\tau); \\ &m(n\tau^+)=m(n\tau). \end{aligned}\right\} \tag{I.118}$$

Из соотношений (1.117) и (1.118) матрицы $\boldsymbol{B}$ записываются в виде

$$\boldsymbol{B}_T=\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \boldsymbol{B}_\tau=\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Элементы матрицы $\boldsymbol{\Phi}(t)$ как реакции на единичные ступенчатые воздействия при $t=\tau$:

$$a_{11}(t)=L^{-1}\left\{\frac{1}{s}\right\}=1;$$

$$a_{12}(t)=a_{13}(t)=a_{14}(t)=0;$$

$$a_{21}(t)=0;$$

$$a_{22}(t)=L^{-1}\left\{K_2\frac{1}{s}\right\}=K_2;$$

$$a_{23}(t)=L^{-1}\left\{k_N K_2\frac{1}{s^2}\right\}=k_N K_2 t;$$

$$a_{24}(t)=L^{-1}\left\{\frac{1}{s^2}K_1K_2\right\}=K_1K_2t;$$

$$a_{31}(t)=a_{32}(t)=0;$$

$$a_{33}(t)=L^{-1}\left\{\frac{1}{s}\right\}=1;$$

$$a_{34}(t)=0;$$

$$a_{41}(t)=a_{42}(t)=a_{43}(t)=0;$$

Таким образом, расширенная матрица перехода системы

$$\boldsymbol{\Phi}(\tau)=\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_N K_2\tau & K_1K_2\tau \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \tag{I.119}$$

Вычисление вектора $\boldsymbol{v}(t)$ выполняется в соответствии с выражением (I.113).

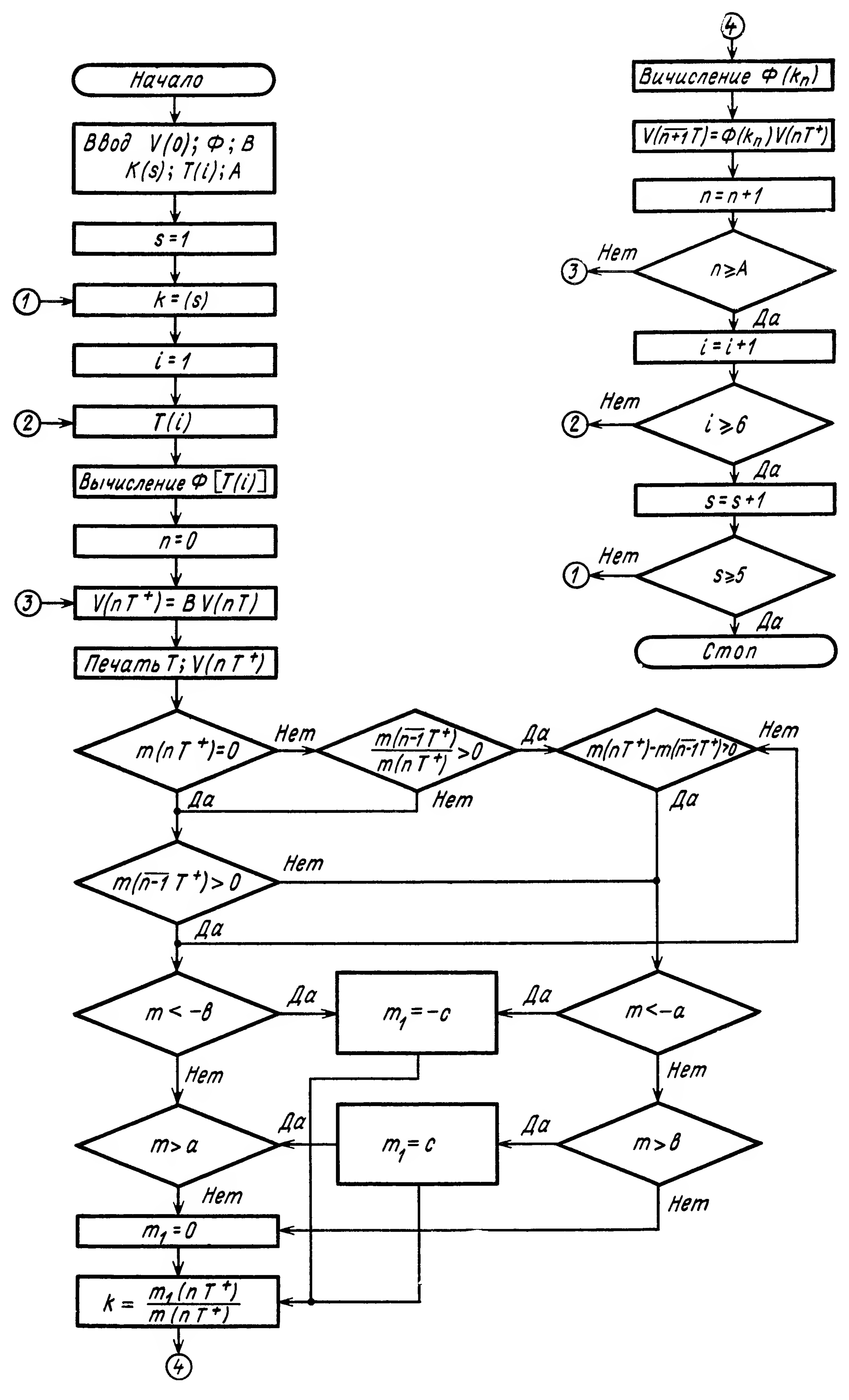


Рис. 1.27. Блок-схема программы вычисления $v(t)$ для петлевой характеристики

Аналогично в общем виде составляются матрицы для различных нелинейных структурных схем, соответствующих основным типам ис-

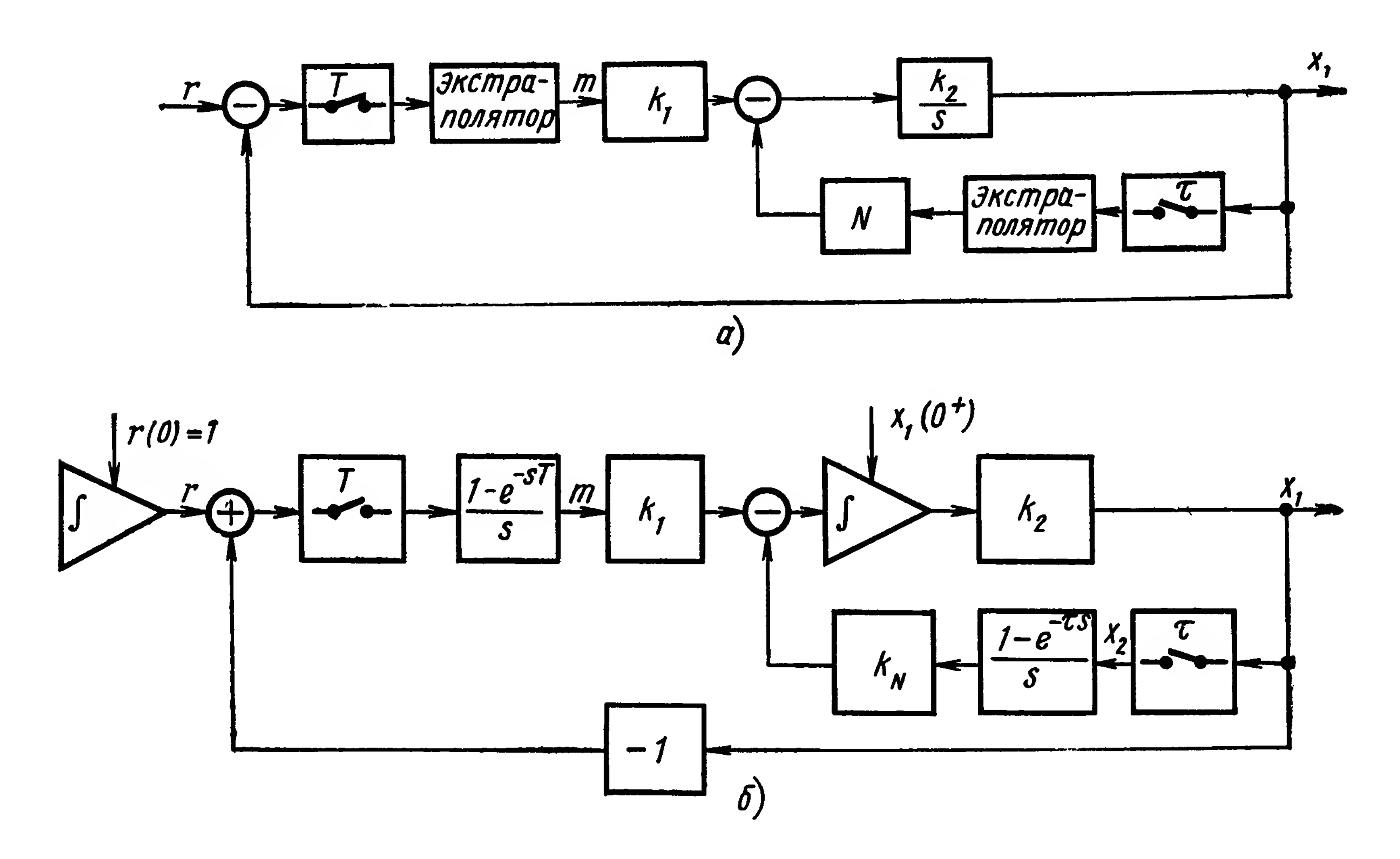


Рис. 1.28. Схема исполнительного устройства с нелинейной характеристикой в цепи обратной связи:

а — структурная схема; *б* — схема в переменных состояния

полнительных устройств. Эти матрицы могут составлять основу математического обеспечения для машинного проектирования исполнительных устройств и сервомеханизмов САР и САУ.

7. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ СЛЕДЯЩЕГО ПРИВОДА ПРИ СУБКРИТИЧЕСКИХ СКОРОСТЯХ ИЗМЕНЕНИЯ ВХОДНОГО СИГНАЛА

Одним из важнейших показателей, характеризующих свойства следящего привода (сервопривода), является диапазон Ω_{min} — Ω_{max} скоростей, внутри которого обеспечивается плавное перемещение нагрузки. В современных технических задачах нередки требования, когда верхняя граница этого диапазона должна в тысячи и даже десятки тысяч раз превосходить нижнюю границу. Выполнение таких требований связано с серьезными техническими трудностями. В значительной мере они обусловлены тем обстоятельством, что минимальная скорость плавного слежения ограничивается некоторым критическим значением.

Понятие критической скорости стало использоваться при проектировании следящих систем сравнительно недавно в связи с возникшей практической необходимостью создания прецизионных устройств, отслеживающих медленно изменяющиеся входные сигналы. Было замечено, что при снижении скорости изменения входного сигнала, начиная с некоторого ее значения, следящая система начинает отрабатывать сигнал рывками, чередуя движение нагрузки при больших по модулю ускорениях (срывы) с остановами.

Причиной появления рывков является трение между взаимно перемещающимися частями привода и нагрузки. Трение существенным образом влияет на качество следящей системы, причем это влияние может быть и положительным, и отрицательным.

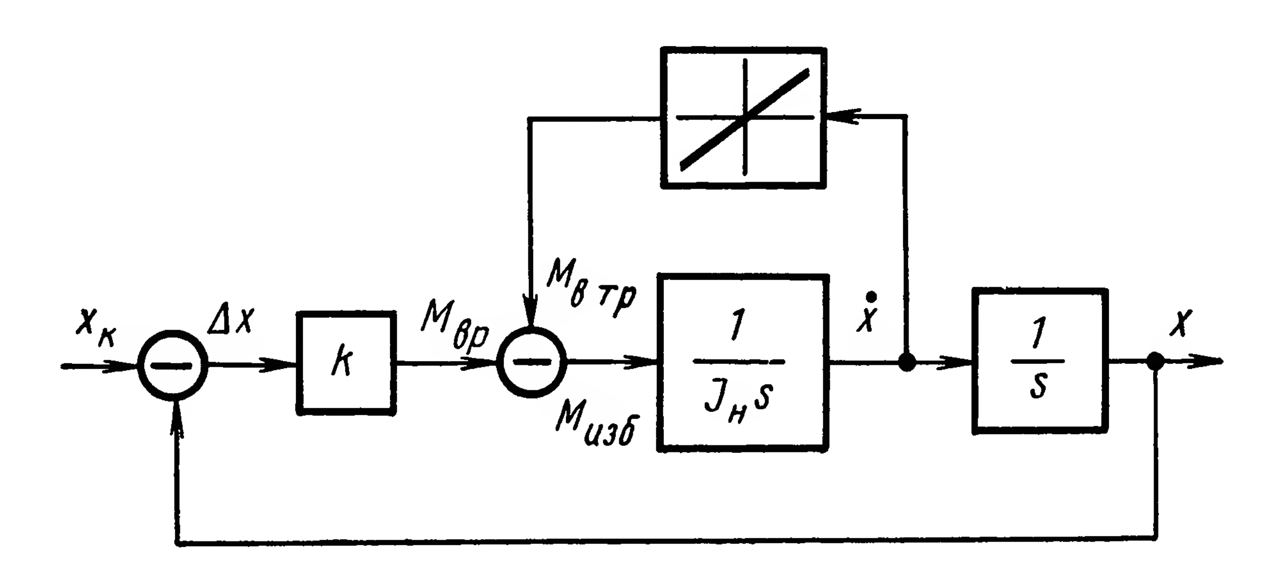


Рис. 1.29. Модель следящей системы

Рассмотрим простейшую модель следящей системы (рис. I.29), в которой действует только вязкое или линейное трения $M_{в\ тр} = k_в \dot{x}$, где $k_в$ — коэффициент вязкого трения и

$$\dot{x}_к = \frac{dx_к}{dt} = \text{const}.$$

Из передаточной функции системы

$$\Phi(s) = \frac{1}{T^2 s^2 + 2\xi T s + 1}, \qquad \text{(I.120)}$$

где $T = \sqrt{J_н / k}$, $\xi = \frac{1}{2} \frac{k_в}{\sqrt{J_н k}}$,

$J_н$ — момент инерции нагрузки, видно, что трение оказывает демпфирующее действие. Улучшая в рассматриваемом случае динамиче-

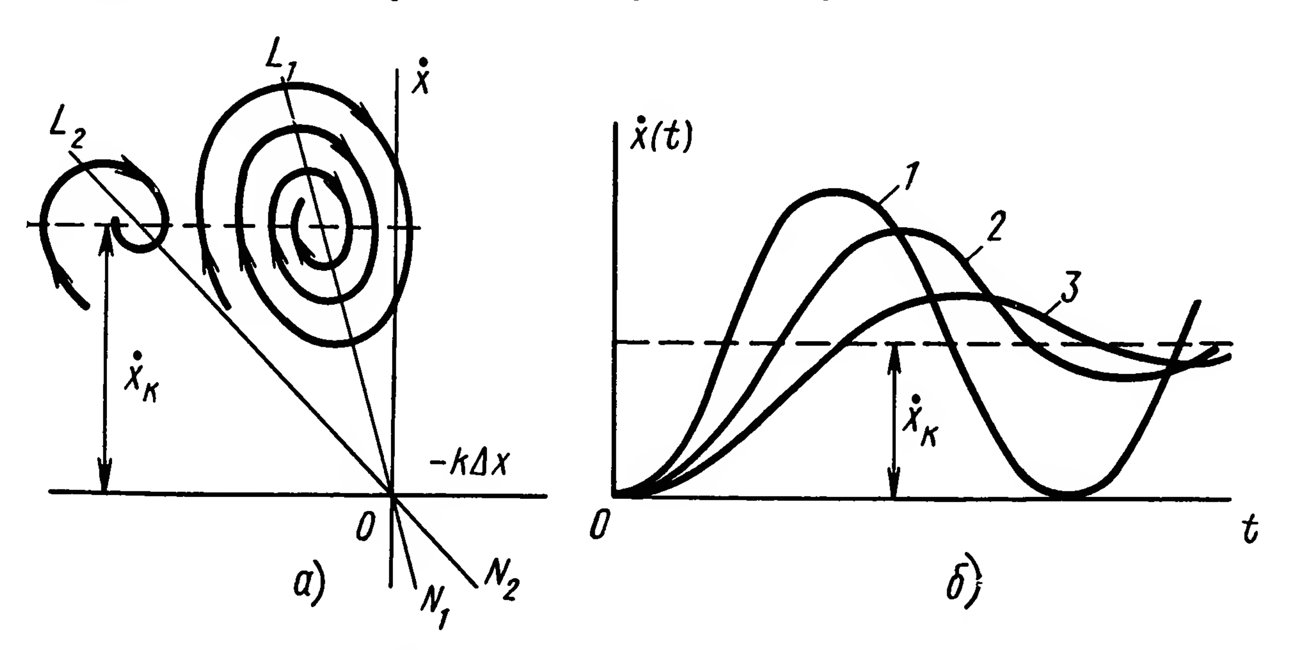


Рис. 1.30. Фазовые траектории и переходные функции для различных k_m

ские свойства системы, трение приводит к статической ошибке $\Delta x_{ст} = \frac{k_в}{k} \dot{x}_к$. На рис. I.30 показаны фазовые траектории и переходные функции для различных значений $k_в$. Увеличение $k_в$ повышает демпфирующее свойство системы, но, вместе с тем, приводит к возрастанию

статической ошибки $x_1 = x$, $x_2 = -k\Delta x$. Прямые L_1N_1 и L_2N_2, определяемые уравнением

$$x_1 + k_в x_2 = 0,$$

являются геометрическим местом точек, характеризующим состояния системы, при которых избыточный момент

$$M_{изб} = M_{вр} - M_{в\,тр} = 0.$$

Для состояний системы, удовлетворяющих условиям

$$x_1 + k_в x_2 < 0,$$

избыточный момент положительный, а при

$$x_1 + k_в x_2 > 0$$

— отрицательный.

Возможности снижения статической ошибки путем увеличения коэффициента передачи разомкнутой системы k ограничены, так как в реальной системе связь между сигналом ошибки Δx и моментом $M_{вр}$,

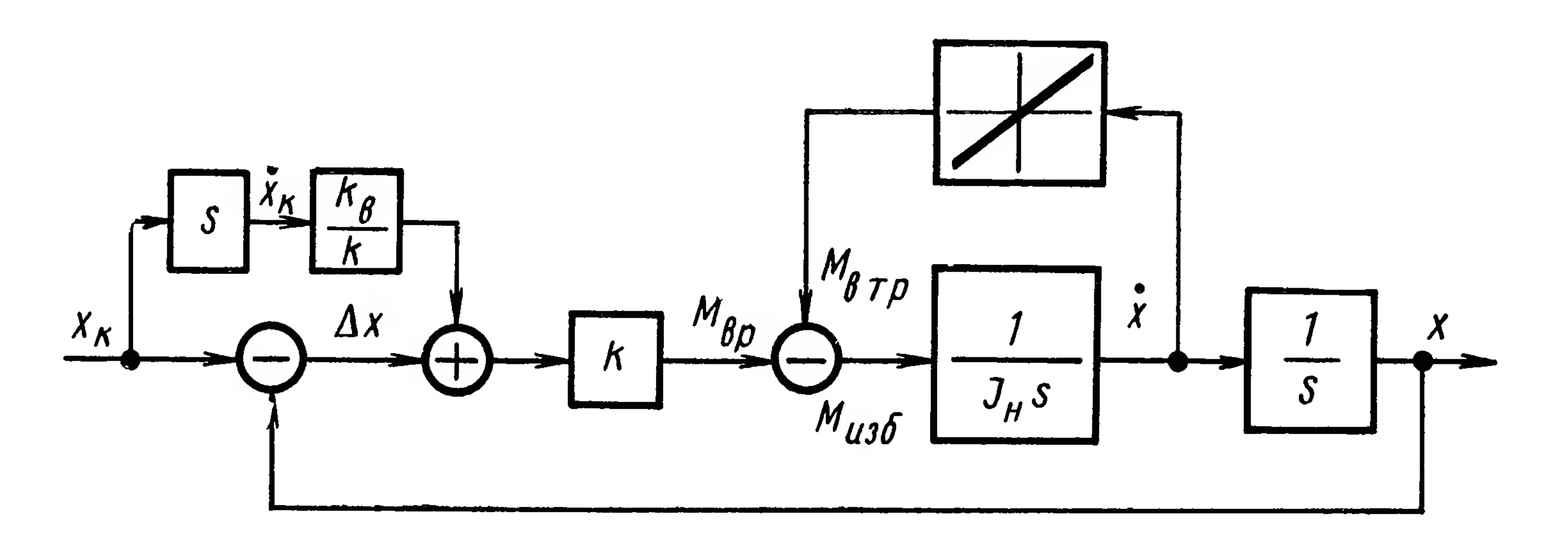


Рис. 1.31. Комбинированная следящая система

создаваемым приводом на нагрузке, является инерционной, обусловленной динамическими свойствами следящего привода, деформациями силовых механических передач и т. д. Поэтому величина коэффициента передачи привода ограничена условиями устойчивости.

Целесообразным способом, снижающим статическую ошибку, является построение комбинированной следящей системы в соответствии со схемой, приведенной на рис. I.31. В этом случае линия LN смещается в вертикальном направлении и установившемуся движению системы отвечает нулевая статическая ошибка (рис. I.32).

В системе, в которой отсутствует момент сухого трения, движение нагрузки при любой скорости изменения входного сигнала происходит без рывков. Но, как правило, зависимость момента трения от относительной скорости перемещения трущихся частей имеет вид, показанный на рис. I.33.

Особенностью сухого трения является то, что при нулевой относительной скорости перемещения нагрузки момент трения может принимать любое из значений $-M_{с\,тр} \leqslant M_{тр} \leqslant M_{стр}$ в зависимости от других усилий, действующих на нагрузку. Поэтому при $\dot{x} = 0$ мо-

мент трения создает эффект зоны нечувствительности, т. е. $M_{изб} = 0$ при всех значениях Δx, для которых $|k\Delta x| \leqslant M_{с\ тр}$ и

$$M_{изб} = k\Delta x - M_{с\ тр} \operatorname{sign} \Delta x \text{ при } |k\Delta x| > M_{с\ тр}.$$

Если $\dot{x} \neq 0$, то

$$M_{изб} = k\Delta x - M_{тр}(\dot{x}) \operatorname{sign} \dot{x}.$$

Связь момента $M_{изб}$ с переменными Δx и $\dot{x}$ может быть изображена схематически.

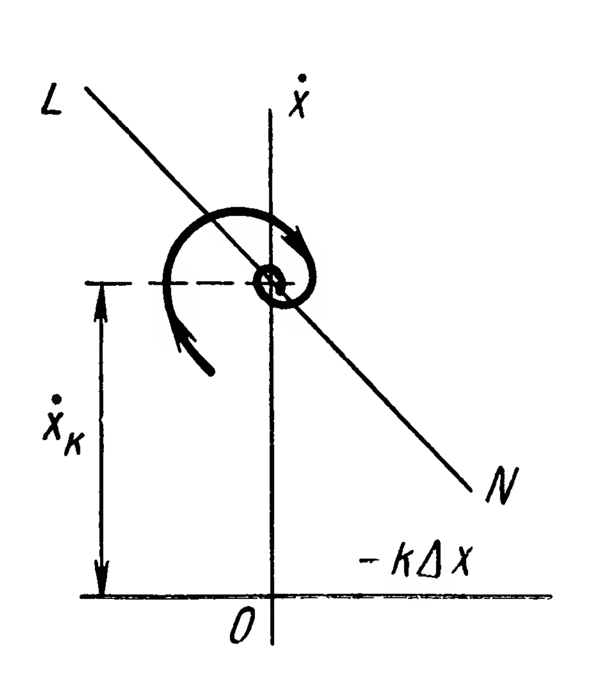


Рис. 1.32. Фазовая траектория комбинированной следящей системы

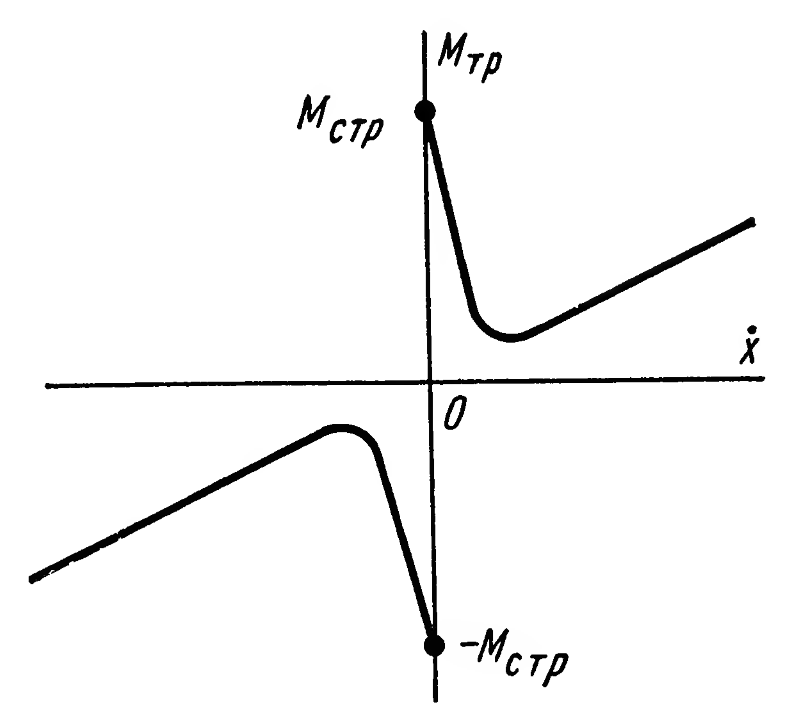


Рис. 1.33. Характеристика момента трения $M_{тр} = f(\dot{x})$: $M_{тр}$ — момент трения движения; $M_{с\ тр}$ — момент трения покоя или момент сухого трения

Простейшая структурная схема следящего привода для рассматриваемого случая приведена на рис. I.34.

При больших скоростях изменения входного сигнала качество работы системы аналогично случаю, когда существует лишь вязкое трение.

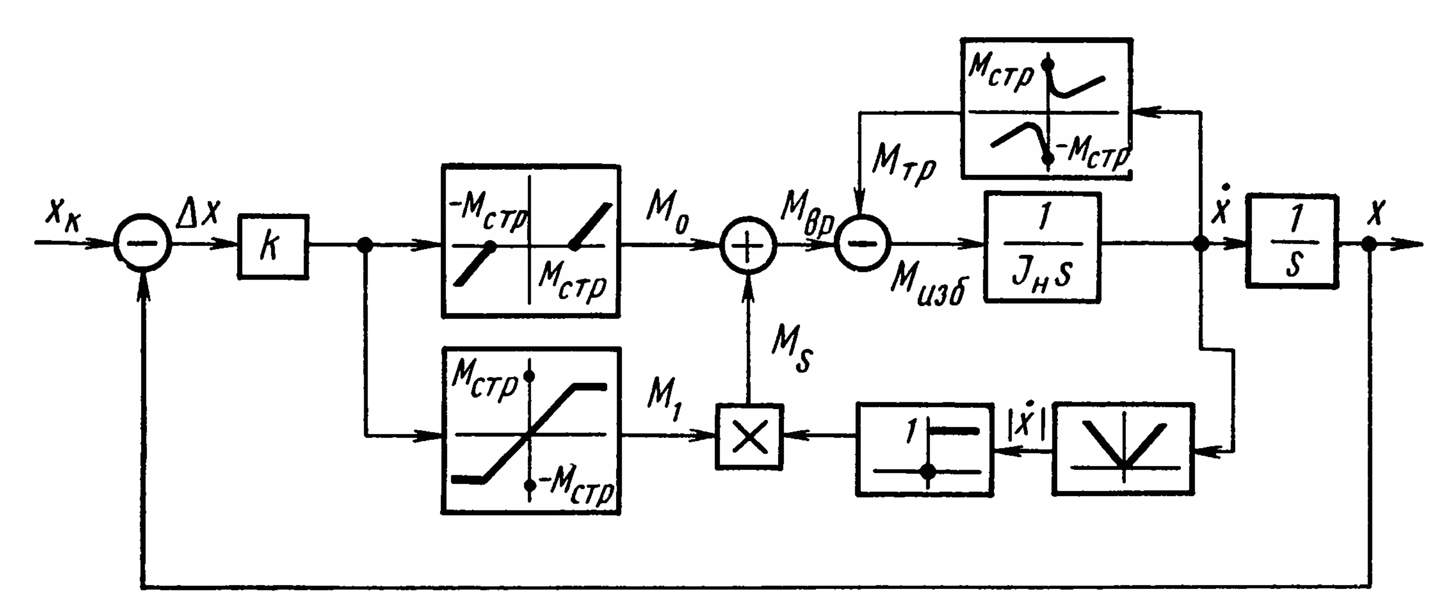


Рис. 1.34. Структурная схема следящего привода, обладающего моментом сухого трения $M_{тр}$

Однако при снижении скорости изменения входного сигнала $\dot{x}_к$ колебательность переходного процесса увеличивается и при некотором значении $\dot{x}_{к0}$ в системе устанавливаются автоколебания (рис. I.35). Дальнейшее снижение $\dot{x}_к$ приводит к увеличению амплитуды автоколе-

баний по скорости. Наконец, при $\dot{x}_к = \dot{x}_{к\ кр}$ амплитуда отрицательных перерегулирований по скорости $\Delta\dot{x}$ становится равной значению скорости изменения входного сигнала. При $\dot{x}_к < \dot{x}_{к\ кр}$ отслеживание входного сигнала сопровождается рывками (рис. I.36).

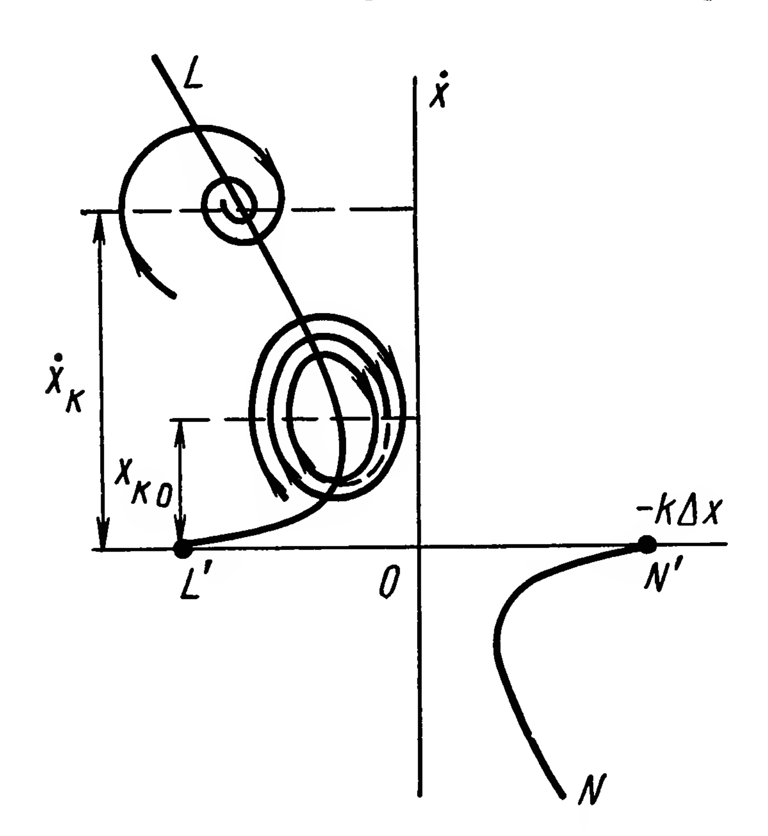


Рис. 1.35. Фазовые траектории следящего привода, обладающего моментом трения

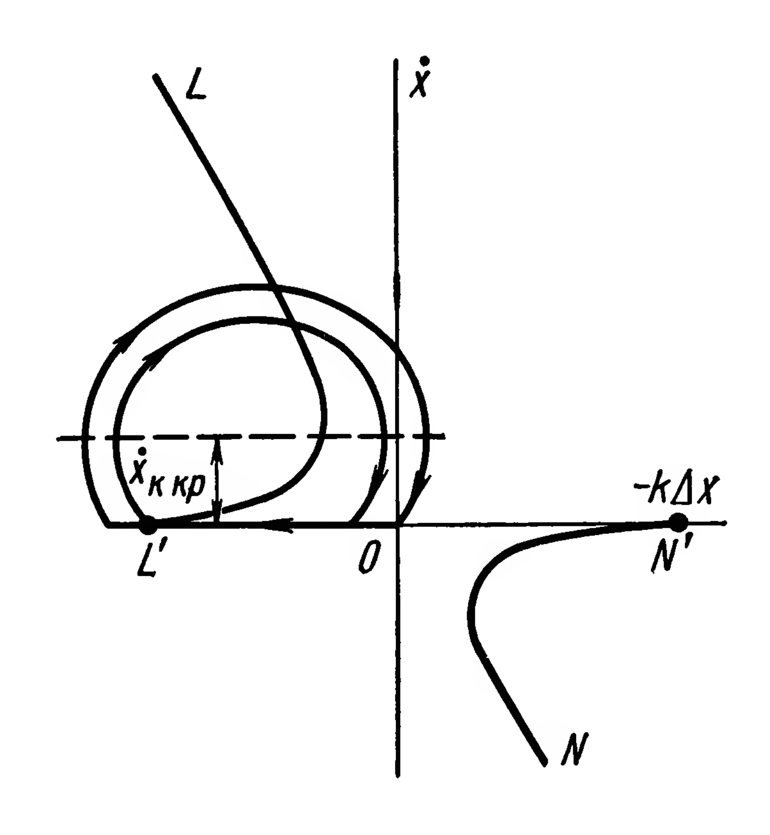


Рис. 1.36. Фазовая траектория при скорости изменения входного сигнала $\dot{x}_k < \dot{x}_{к\ кр}$

В рассматриваемой системе снижение критической скорости $\dot{x}_{к\,кр}$ возможно за счет введения отрицательной обратной связи по скорости $k_c\dot{x}$. В этом случае каждая точка кривых LL' и $N'N$ смещается на величину $k_c\dot{x}$ соответственно влево и вправо (рис. I.37). Такая деформация кривых LL' и NN' приводит к некоторому уменьшению $\dot{x}_{к\,кр}$, но при этом значительно возрастает статическая ошибка в режиме слежения.

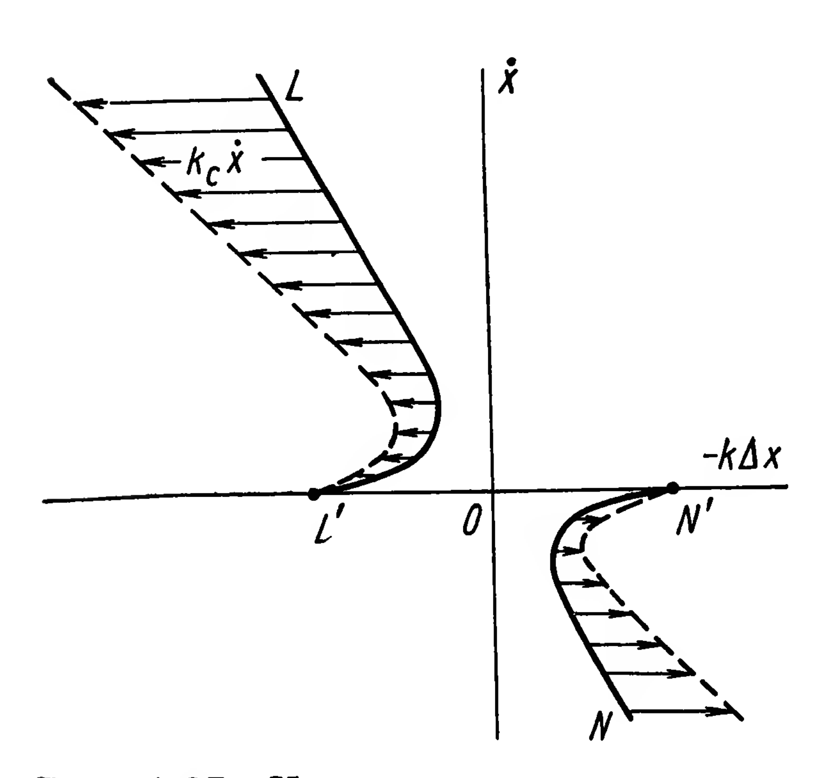


Рис. 1.37. Кривые нулевых значений избыточного момента $M_{изб}$ при отсутствии ($LL'N'N$) и при наличии (штриховые кривые) отрицательной обратной связи по скорости

Таким образом, введение линейных корректирующих устройств не позволяет снизить значение критической скорости, не ухудшая при этом точности установившегося режима. Это обстоятельство является одной из причин того, что проблему снижения $\dot{x}_{к\,кр}$ пытаются в настоящее время решать в основном конструктивными способами. Главные среди них связаны с мерами, снижающими момент сухого трения, с увеличением жесткости механических передач усилий, использованием предварительной закрутки силового вала, применением антирывковой смазки, уменьшающей крутизну падающего участка характеристики $M_{тр} = f(\dot{x})$, и т. д. Все эти способы требуют значительных затрат и крайне ограничены в своих возможностях. Так

например, увеличение жесткости механической передачи приводит к повышению ее массы, что, во-первых, вызывает увеличение момента трения и, во-вторых, эффект этого способа в значительной степени снижается из-за увеличения приведенного момента инерции. Кроме того, такой способ требует увеличения мощности привода. Применение противорывковой смазки вызывает увеличение ошибки слежения при высоких скоростях изменения входного сигнала.

Снижение $\dot{x}_{\text{к кр}}$ целесообразно во многих случаях осуществлять с помощью нелинейных корректирующих устройств. Для рассматриваемой здесь модели привода можно использовать схему, изобра-

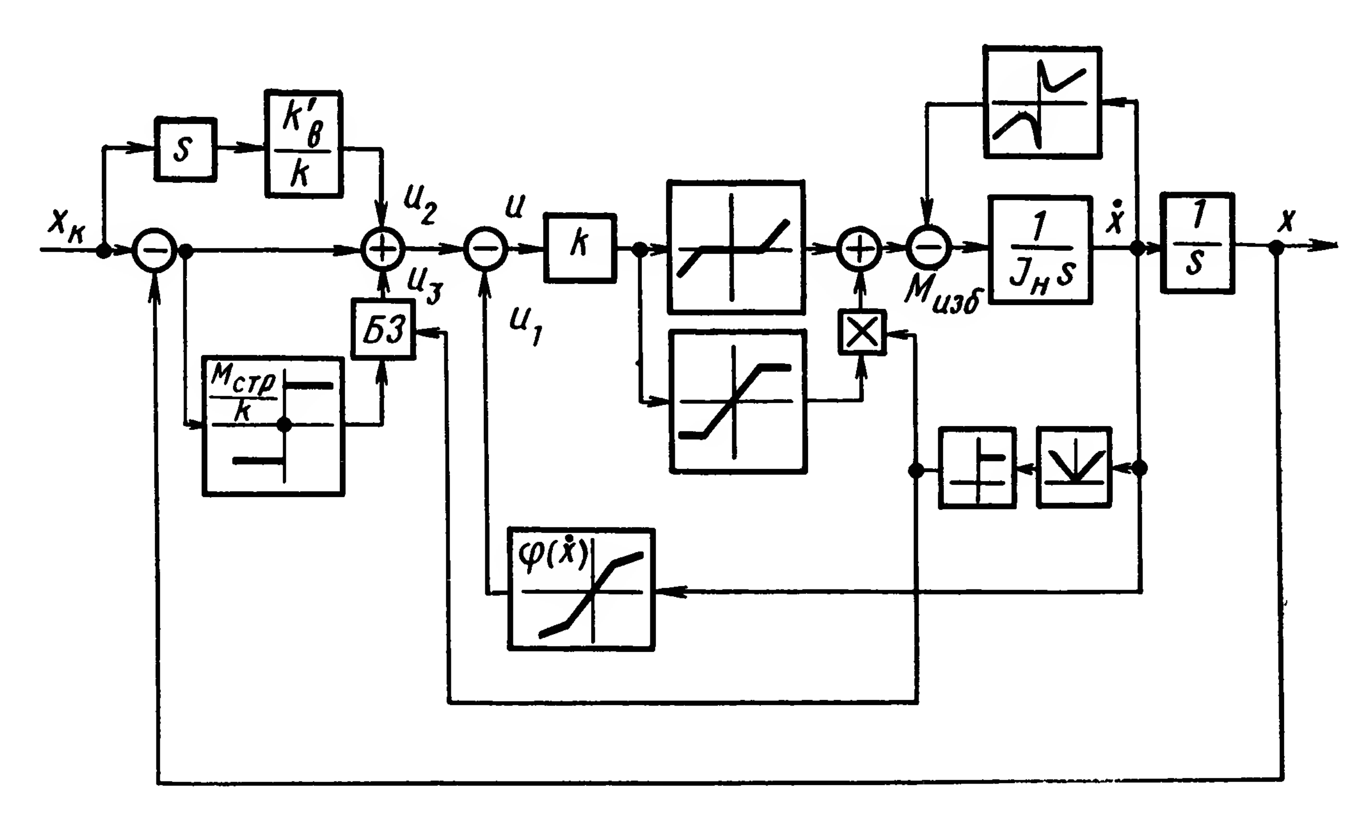


Рис. I.38. Структурная схема следящего привода с нелинейными корректирующими устройствами

женную на рис. I.38. Нелинейная характеристика $u_1 = \varphi(\dot{x})$ выбирается такой, чтобы

$$M_{\text{тр}}(\dot{x}) - M_{\text{с тр}} \operatorname{sign} \dot{x} + k\varphi(\dot{x}) = k'_{\text{в}}\dot{x}, \qquad (I.121)$$

где величина $k'_{\text{в}}$ задается исходя из требований к демпфированию переходного процесса. Определение $\varphi(\dot{x})$ удобно выполнять графически (рис. I.39).

Работа блока задержки (БЗ) происходит следующим образом. Пусть $\Delta t_i = [t_i^*, t_i]$, $i = 1, 2, \ldots$ — интервалы времени, в течение которых в процессе управления нагрузка неподвижна. В случае реверса $t_i^* = t_i$. Тогда сигнал на выходе БЗ

$$u_3(t) = \frac{M_{\text{стр}}}{k} \operatorname{sign} \Delta x(t_i^*) \text{ для всех } t \in [t_i^*, t_{i+1}^*]. \qquad (I.122)$$

На рис. I.40 показано формирование сигнала на выходе БЗ. Откуда видно, что этот сигнал может изменяться лишь в моменты, когда скорость перемещения нагрузки равна нулю.

Движение привода происходит так же, как и в случае, когда имеет место лишь момент вязкого трения (рис. I.33).

В реальных системах, как уже отмечалось, между сигналами u и $M_{\text{изб}}$ существует динамическая связь, имеются статические люфты (зазоры) в механической передаче, и кроме того, сама зависимость

$M_{тр} = f(\dot{x})$ меняется в процессе работы системы. Поэтому нелинейная коррекция, существенно расширяя диапазон плавных скоростей, не способна обеспечить плавное движение нагрузки при очень малых скоростях изменения входного сигнала. На эффективность нелинейной коррекции заметное влияние оказывает гибкость механической передачи. В тех системах, где механические деформации при передаче усилий на нагрузку превышают допустимые статические ошибки, целесообразно кроме рассмотренной нелинейной коррекции ввести дополнительные связи по сигналу, характеризующему деформацию силового вала.

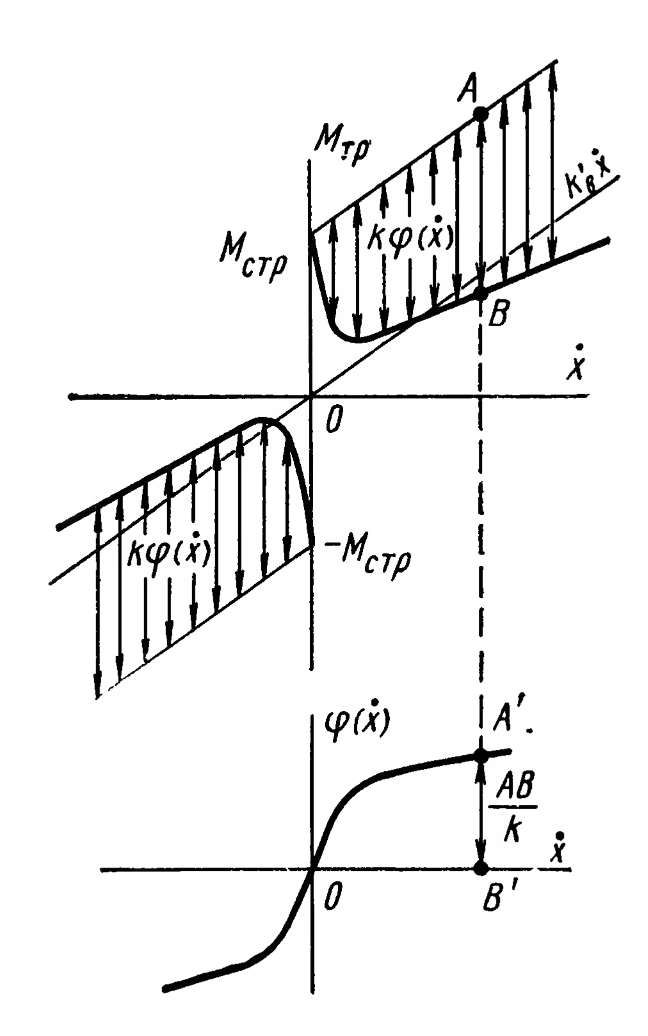


Рис. 1.39. Графический способ определения характеристики $u_1 = \varphi(x)$ нелинейного корректирующего устройства

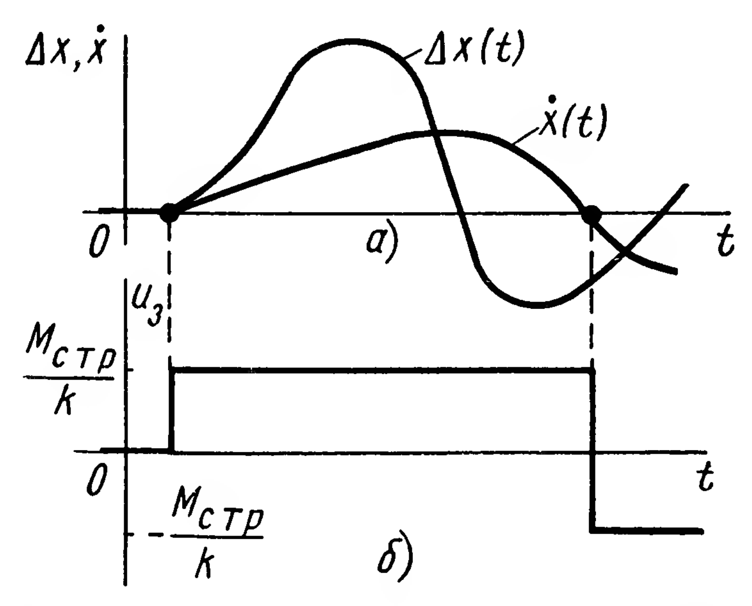


Рис. 1.40. Формирование сигнала на выходе блока задержки:

а — реализация сигналов Δx и $\dot{x}$; *б* — сигнал на выходе БЗ

8. НАДЕЖНОСТЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ И УСТРОЙСТВ

Под надежностью электрических исполнительных устройств и элементов понимается «свойство изделия выполнять заданные функции, сохраняя свои эксплуатационные показатели в заданных пределах в течение требуемого промежутка времени или требуемой наработки» [1].

Количественно надежность характеризуется различными показателями: вероятностью безотказной работы $P(t)$, частотой отказов $a(t)$, интенсивностью отказов $\lambda(t)$, средним временем безотказной работы T и другими показателями.

Статистически вероятность безотказной работы как функция времени определяется равенством

$$P(t) = \frac{N_0 - N_{от}(t)}{N_0}, \qquad (1.123)$$

где N_0 — число изделий, поставленных на испытания;
$N_{от}(t)$ — число отказавших изделий за время t.

[1] На электрические исполнительные устройства постоянного тока распространяется ГОСТ 13377—67, которым определяются основные понятия и номенклатура показателей надежности.

Частота отказов имеет следующее определение:

$$a(t) = \frac{N_{\text{от}}(t)}{N_0 \Delta t}, \qquad (I.124)$$

где Δt — интервал времени, а $N_{\text{от}}(t)$ — число отказавших изделий за время Δt.

Отказавшие изделия за время испытаний не заменяются исправными и не восстанавливаются. Частота отказов является плотностью распределения времени безотказной работы изделия при вероятностном определении и может быть выражена через функцию вероятности безотказной работы

$$f(t) = -\frac{dP(t)}{dt},$$

где знак минус поставлен потому, что $P(t)$ является убывающей функцией в процессе испытаний изделий. Вероятностное определение интенсивности отказов записывается в следующем виде:

$$\lambda(t) = -\frac{dP(t)}{dt} \frac{1}{P(t)}. \qquad (I.125)$$

Интегрируя равенство (I.125), найдем

$$P(t) = e^{-\int\limits_0^t \lambda(t)\, dt}. \qquad (I.126)$$

Из выражения (I.126) видно, что вероятность безотказной работы определяется через интенсивность отказов. Такая запись удобна потому, что интенсивность отказов изделия может быть определена экспериментально и по ней вычислена вероятность безотказной работы.

Например, из рис. I.41 видно, что зависимость интенсивности отказов для двигателей постоянного тока с постоянными магнитами имеет сложный характер [8]. Эту зависимость условно можно разбить на три периода. Первый период характеризуется убыванием интенсивности отказов, которые обычно обнаруживаются на заводе-изготовителе при кратковременных испытаниях. Второй период относится к периоду нормальной эксплуатации, когда интенсивность отказов примерно постоянна, и третий период характеризуется возрастанием интенсивности отказов по причине износа и старения деталей и узлов электродвигателя.

В справочной литературе интенсивность отказов указывается как постоянная величина и этой величиной можно пользоваться при оценке надежности изделий на этапе проектирования новых изделий в соответствии с равенством

$$P(t) = e^{-\sum\limits_{i=1}^{m} \lambda_i t}, \qquad (I.127)$$

где λ_i — интенсивность отказов однотипных элементов;
m — количество элементов.

Однако необходимо иметь в виду, что выражение (I.127) справедливо только на втором интервале характеристики рис. I.42. Полная группа событий имеет следующее равенство:

$$P(t)+Q(t)=1, \qquad (I.128)$$

где $Q(t)$ — вероятность отказа.

Следовательно, вероятность безотказной работы может быть определена таким образом:

$$P(t)=1-Q(t)=1-\int_0^t f(t)\,dt, \qquad (I.129)$$

где $Q(t)$ — площадь от 0 до t;
$P(t)$ — площадь от t до ∞.

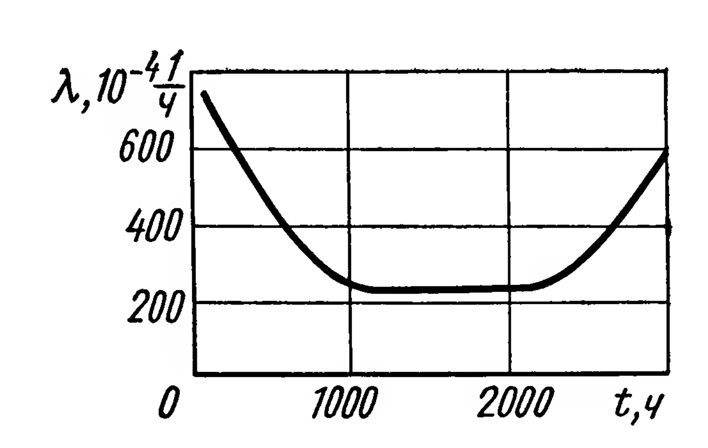


Рис. I.41. Пример зависимости интенсивности отказов электродвигателей от времени

Рис. I.42. Экспоненциальная функция плотности

Функция плотности распределения случайной величины t (времени безотказной работы) для экспоненциального закона распределения имеет вид

$$f(t)=\frac{1}{T}e^{-\frac{t}{T}}, \qquad (I.130)$$

где $T=\frac{1}{\lambda}$ — среднее значение времени безотказной работы. Для нормального закона распределения

$$f(t)=\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}e^{-\frac{(t-T)^2}{2\sigma^2}}, \qquad (I.131)$$

где σ — среднеквадратическое отклонение.

Для распределения Вейбулла

$$f(t)=\frac{k}{T}t^{k-1}e^{-\frac{1}{T}t^k}, \qquad (I.132)$$

где k — коэффициент, определяемый из опыта.

Приведенные выше три закона распределения наиболее часто применяются для определения характеристик надежности многих исполнительных элементов и в том числе электродвигателей. На рис. I.42, например, видно, что аппроксимировать характеристики надежности для электродвигателей серии ДПМ каким-либо одним законом распре-

деления на всем периоде эксплуатации не представляется возможным [3] *. В этом случае применяется композиция распределений, т. е. применяют одновременно два или три закона распределений. Например, для указанных электродвигателей на втором интервале проявляет себя экспоненциальный закон, а на третьем распределение Вейбулла или нормальное.

Интенсивности отказов, которые приводятся в справочной литературе, получены по результатам испытаний, проводимых в лабораторных условиях в режимах, оговариваемых ГОСТом на испытания и технические условия. Условия конкретных применений электродвигателей обычно отличаются от условий, при которых проводились лабораторные (или заводские) испытания для получения табличных интенсивностей отказов. Поэтому при оценке надежности изделий, в которые входят электродвигатели постоянного тока, следует учитывать эти условия. Он производится путем умножения табличных значений интенсивностей отказов на коэффициенты

$$\lambda = \lambda_0 \prod_{i=1}^{n} k_i. \qquad (I.133)$$

Факторы, влияющие на характеристики надежности исполнительных устройств.

Характеристики надежности электрических исполнительных элементов и устройств зависят от многих причин. Во-первых, эскизное, техническое и рабочее проектирование должно производиться с учетом требований к характеристикам надежности, с использованием современных методов повышения надежности. Во-вторых, высокая надежность электрических элементов и устройств зависит от качества выполнения производственных процессов, применения новейшей технологии и оборудования. В-третьих, надежность и долговечность элементов и устройств связана с условиями и режимами их хранения и эксплуатации.

Одним из результатов научно-технического прогресса является рост сложности исполнительных устройств и в том числе электрических двигателей следящих приводов. При этом эффективнее используются масса и габариты, т. е. элементы и устройства с меньшими запасами по механической и электрической прочности работают в более напряженных режимах. Это обычно при прочих равных условиях ведет к ухудшению характеристик надежности.

Внешние условия, влияющие на безотказную работу, проявляются в колебаниях температуры и влажности окружающей среды, вибраций и ударов. Влияние температуры проявляется, например, в том, что при низкой температуре и повышенной влажности возможно обледенение коллекторных пластин и колец. Повышенная температура приводит к понижению прочности и работоспособности подшипников и других деталей. При длительном хранении и эксплуатации исполни-

* Электрические двигатели серии ДПМ — двигатели постоянного тока с постоянными магнитами.

тельных устройств имеет место старение материалов, изменение свойств изолирующих материалов.

На характеристики надежности исполнительных устройств влияет правильный выбор защиты от воздействия окружающей среды, мощность тепловой защиты, качество ремонтных работ и т. д.

Исполнительные устройства применяются в системах автоматического регулирования и поэтому для таких устройств важной характеристикой надежности является не только вероятность возникновения случайного отказа, но и изменение эксплуатационных характеристик, которые могут привести к отказу других элементов системы.

Проведение и обработка результатов испытаний. Характеристики надежности исполнительных устройств могут быть получены как по результатам проводимых с этой целью лабораторных или заводских испытаний, так и по результатам статистических данных, полученных при эксплуатации.

Испытания на надежность могут быть совмещены с другими видами испытаний. Перед проведением испытаний на надежность составляется план испытаний. Для определения объема испытаний задаются: минимально допустимой вероятностью безотказной работы P_{01}; принимаемой вероятностью безотказной работы P_0; риском поставщика α и заказчика β. И на основании существующих методик определяют количество необходимых образцов и времени испытаний каждого образца. Испытания проводят по заранее составленной программе испытаний с учетом существующих нормалей и технических условий.

Испытания на надежность в условиях, близких к реальным условиям эксплуатации, для устройств с большим ресурсом работы требуют длительных сроков, что связано со значительными затратами. Поэтому в настоящее время проводят ускоренные испытания, при которых увеличивают режимы работы устройств в пределах допустимых по техническим условиям, а затем производят пересчет полученных характеристик надежности на другие режимы работы. Чтобы осуществить пересчет нижней доверительной границы вероятности безотказной работы с одного времени на другое, если время безотказной работы подчиняется однопараметрическому закону распределения (например, экспоненциальному), необходимо иметь только величину нижней границы вероятности безотказной работы $P_н(t_и)$ в момент времени $t_и$, где $t_и$ — время испытаний. Если же закон $P(t)$ описывается двухпараметрическим распределением, то знание величины $P_н(t_и)$ в момент времени $t_и$ недостаточно.

Для обработки результатов испытаний используют методы последовательного анализа и доверительных интервалов.

Идея метода последовательного анализа состоит в оценке соответствия надежности испытываемой выборки устройств заданным требованиям. Если устройства работали запланированное число циклов, то в соответствии с выражением

$$M(\gamma) = \frac{\alpha \ln\left(\frac{1-\beta}{\alpha}\right) + (1-\alpha)\ln\left(\frac{\beta}{1-\alpha}\right)}{q_0 \ln\left(\frac{q_{01}}{q_0}\right) + (1-q_0)\ln\left(\frac{1-q_{01}}{1-q_0}\right)}. \quad (I.134)$$

где q_{01} и q_0 — максимальная и минимальная вероятности отказа соответственно, и не имели отказов, то считается, что испытываемая партия при запланированных показателях надежности и рисках поставщика α и заказчика β может быть принята. Если же результаты испытаний не дают определенного ответа, то они должны быть продолжены при условии, что ресурс устройств допускает это сделать.

Для определения количественных показателей надежности по результатам лабораторных или заводских испытаний методом доверительных интервалов может быть использован биномиальный закон отказов. Оценка вероятности безотказной работы P производится с доверительной вероятностью α по формулам:

$$\left.\begin{aligned} &\text{если } m \neq 0; \\ &P_{\text{н}} = 1 - \frac{m}{nR_2}; \\ &P_{\text{в}} = 1 - \frac{m}{nR_1}, \\ &\text{если } m = 0, \\ &P_{\text{н}} = 1 - \frac{R_0}{n}; \\ &P_{\text{в}} = 1, \end{aligned}\right\} \qquad (I.135)$$

где $P_{\text{н}}$ и $P_{\text{в}}$ — соответственно нижняя и верхняя границы вероятности безотказной работы;

m — число циклов, в которых обнаружены отказы устройств;

n — общее число циклов;

R_0, R_1, R_2 — коэффициенты, определяемые по таблицам [17].

Методы повышения надежности электрических исполнительных устройств. Повышения надежности электрических исполнительных устройств и сервомеханизмов можно добиться как схемными, так и конструктивными методами. Схемные методы характеризуются совершенствованием структур устройств и сервомеханизмов, а конструктивные методы — повышением надежности элементов и заданием рациональных режимов их работы.

Наиболее эффективными методами повышения надежности исполнительных устройств являются: резервирование [1], снижение величины действующих нагрузок, своевременная профилактическая замена устройств, виброизоляция и др.

Различают постоянное резервирование, резервирование замещением и скользящий резерв.

Применение метода резервирования позволяет создать устройства, надежность которых будет выше надежности входящих в них элементов.

---

[1] Под резервированием по ГОСТ 13377—67 понимают «метод повышения надежности путем введения резервных частей, являющихся избыточными по отношению к минимальной функциональной структуре изделия, необходимой и достаточной для выполнения им заданных функций».

Повышение надежности электрических исполнительных устройств может быть осуществлено за счет снижения нагрузки на элементы. При выборе элементов исполнительных устройств проводят энергетический расчет. Энергетический расчет позволяет выбрать элементы с таким расчетом, чтобы они были максимально загружены при эксплуатации.

Если при условии максимальной загрузки устройства характеристики надежности не обеспечиваются, то целесообразно пойти на снижение нагрузок путем завышения мощности исполнительного устройства.

Исполнительные устройства, имеющие щеточные контакты, нуждаются в своевременной их замене, так как при длительной их работе они истираются, и, если не произвести их своевременной замены, то может произойти отказ.

Автоколебания и «мгновенный перескок» амплитуды совершенно недопустимы в некоторых типах электрических сервомеханизмов, так как они нарушают нормальный режим эксплуатации САУ и приводят к значительному износу механических и электрических агрегатов. При определении надежности таких систем необходимо считать, что отсутствие автоколебаний в САУ характеризует ее безотказность в работе и оценивается вероятностью $P(t) = 1{,}0$, а при наличии автоколебаний — $P(t) = 0$. Если рассматривать изменение параметров САУ в некотором заданном диапазоне, то можно определить вероятность безотказной работы системы:

$$0 < P_n(t) < 1{,}0.$$

Известно[1], что при практических расчетах надежности нелинейных САУ, склонных к автоколебаниям, учет влияния высших гармоник становится обязательным [1].

Исполнительные устройства, расположенные на подвижных основаниях, подвергаются механическим перегрузкам при вибрациях и ударах. Для того чтобы уменьшить перегрузки, применяют специальные амортизирующие крепления. Такие амортизирующие крепления позволяют существенно снизить нагрузки на исполнительные устройства и тем самым улучшить их характеристики надежности.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Автоматическое** управление и вычислительная техника. Надежность систем управления. Сб. статей. Вып. 7. М., «Машиностроение», 1967, 344 с.

2. **Груничев А. С., Кузнецов В. А., Шинов Е. В.** Испытания радиоэлектронной аппаратуры на надежность. М., «Советское радио», 1969, с. 213.

3. **Де Руссо П., Р. Рой, Ч. Клоуз.** Пространство состояний в теории управления. Под ред. М. В. Меерова. М., «Наука», 1970, 617 с.

4. **Динамика** гидропривода. Под ред. В. Н. Прокофьева. Гл. IX. М., «Машиностроение», 1972, 288 с.

5. **Ильинский В. С.** Защита аппаратов от динамических воздействий. М., «Энергия», 1970, 278 с.

---

[1] **Топчеев Ю. И.** О надежности нелинейных систем автоматического управления, склонных к автоколебаниям, с. 140—186.

6. **Ильинский В. С., Щеглов А. Ф.** Устройство для автоматического гашения вибрационных и ударных нагрузок. Авт. свид. № 213472, 1966 (бюллетень 10, 1968).

7. **Мелкозеров П. С.** Энергетический расчет систем автоматического управления и следящих систем. М., «Энергия», 1968, 304 с.

8. **Микроэлектрические** двигатели для систем автоматики. Под ред. Э. А. Лодочникова и Ф. М. Юферова. М., «Энергия», 1965, 272 с.

9. **Нелинейные** системы автоматического управления. Нелинейные корректирующие устройства в системах автоматического управления. Под ред. Ю. И. Топчеева. М., «Машиностроение», 1971, 466 с.

10. **Основы** автоматического регулирования. Элементы систем автоматического регулирования. Под ред. В. В. Солодовникова. Том II. Ч. I М., Машгиз, 1959, 723 с.

11. **Петров В. В., Марчуков Б. А.** Приборные сервомеханизмы летательных аппаратов. М., «Машиностроение», 1973, 263 с.

12. **Попов Е. П., Пальтов И. П.** Приближенные методы исследования нелинейных автоматических систем. М., Физматгиз, 1960, 792 с.

13. **Современные** методы проектирования систем автоматического управления. Анализ и синтез. Под общей ред. Б. Н. Петрова, В. В. Солодовникова, Ю. И. Топчеева. М., «Машиностроение», 1967, 704 с.

14. **Техническая** кибернетика. Теория автоматического регулирования. Под ред. В. В. Солодовникова. М., «Машиностроение». Кн. 1 и 2, 1967.

15. **Техническая** кибернетика. Устройства и элементы систем автоматического регулирования и управления. Книга 2. Под ред. В. В. Солодовникова. М., «Машиностроение», 1975, 688 с.

16. **Ту Ю.** Современная теория автоматического управления. Перевод с англ. Под ред. В. В. Солодовникова. М., «Машиностроение», 1970, 472 с.

17. **Шор Я. Б.** Статистические методы анализа и контроля качества и надежности. М., «Советское радио», 1962, 552 с.

18. **Щеглов А. Ф., Башкиров И. В.** Некоторые особенности оценки надежности регулируемого электрогидропривода. «Известия вузов. Приборостроение». Том XVI. 1973, № 4.

19. **Щеглов А. Ф., Ильинский В. С.** Самонастраивающаяся система амортизации вибраций и ударов. «Известия вузов. Электромеханика», 1971, № 3.

ГЛАВА II

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА С ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯМИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Среди исполнительных устройств, широко применяемых в системах автоматического регулирования и управления, особое место принадлежит электродвигателям постоянного тока. Это обусловлено рядом достоинств, благодаря которым они чаще применяются на практике, чем другие исполнительные элементы.

Электродвигатель постоянного тока имеет преимущества перед другими типами электрических приводов по величине диапазона плавного регулирования скорости при относительно небольших потерях энергии и больших пусковых моментах. Возможность плавного регулирования скорости в широком диапазоне позволяет успешно применять электродвигатель постоянного тока при автоматизации различных промышленных и специальных объектов, где нагрузка имеет ударный или толчкообразный характер и где необходим широкий диапазон плавного регулирования скорости. Кроме того, электродвигатели постоянного тока имеют достаточное быстродействие, высокий к. п. д., надежность в работе и др. Широкое их применение обусловливает и большой диапазон мощностей, на которые промышленность выпускает электродвигатели. Например, электродвигатели серии «П» выпускаются мощностью от 0,66 до 4600 кВт.

1. КЛАССИФИКАЦИЯ И ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯМ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Электродвигатели постоянного тока классифицируются на двигатели с электромагнитным возбуждением и с возбуждением от постоянных магнитов. Двигатели с электромагнитным возбуждением, в свою очередь, подразделяются на электродвигатели с независимым, последовательным и смешанным возбуждением.

Уравнение скоростной характеристики электродвигателя постоянного тока имеет вид

$$n=\frac{u-I_{я}R}{k_e\Phi}, \qquad (II.1)$$

где n — частота вращения;

u — приложенное напряжение;

$I_я$ — ток в якорной цепи;
R — сопротивление якорной цепи;
Φ — магнитный поток;
k — коэффициент, зависящий от конструктивных данных электродвигателя.

Из равенства (II.1) следует, что возможны три способа регулирования угловой скорости электродвигателя: изменением сопротивления в цепи якоря, приложенного напряжения и потока возбуждения. В автоматике нашли применение два последних способа регулирования. Для этих двух основных способов применяют несколько типов исполнительных устройств: с управляемым якорным напряжением; с управляемым возбуждением; с одновременным управлением возбуждением и напряжением, подводимым к якорю электродвигателя. Конфигурация механических характеристик двигателя постоянного тока зависит от способа регулирования угловой скорости якоря.

Наибольшее распространение получил способ управления напряжением, подводимым к якорю электродвигателя. Этот способ позволяет получить достаточный во многих случаях диапазон регулирования скорости, плавность регулирования и другие показатели качества регулирования.

Уравнения семейства механических $\Omega = F_1 (M_{вр})$ и скоростных $\Omega = F_2 (U_я)$ характеристик электродвигателя постоянного тока с независимым возбуждением имеют следующий вид:

$$\left.\begin{aligned} \Omega &= \frac{U_я}{c_e \Phi}\left(1 - \frac{M_{вр}}{M_п}\right); \\ \Omega &= \frac{U_я}{c_e \Phi} - \frac{M_н R_я}{k_м c_e \Phi^2}, \end{aligned}\right\} \qquad (II.2)$$

где Ω — угловая скорость вращения якоря;
$M_{вр}$ — вращающий момент на валу электродвигателя;
$U_я$ — напряжение, приложенное к якорю;
$R_я$ — сопротивление якоря;
$M_п$ — пусковой момент (момент короткого замыкания);
$M_н$ — статический момент нагрузки;
Φ — магнитный поток возбуждения;
c_e — коэффициент противо- э. д. с.;
$k_м$ — коэффициент вращающего момента.

Из второго выражения (I.2) следует, что напряжение трогания электродвигателя

$$U_{тр} = \frac{M_н R_я}{k_м \Phi}.$$

Способ регулирования с управлением возбуждением прост в осуществлении, но не позволяет получить диапазон регулирования скорости больше 3—4. Кроме того, при уменьшении тока возбуждения снижается быстродействие электродвигателя. Устройства с одновременным управлением возбуждением и напряжением позволяют получить более высокие показатели качества регулирования по сравне-

нию с устройствами, работающими в соответствии с первыми двумя способами.

Приводы постоянного тока с электрическими двигателями в зависимости от схемы управления подразделяются на системы типа генератор—двигатель (схема Леонарда) и системы с усилителями. В последних системах используются различные типы усилителей: электромашинные, ламповые и тиратронные, транзисторные, тиристорные, магнитные, релейные (электромеханические).

Режимы работы усилителей, управляющих угловой скоростью электродвигателей постоянного тока, — линейный и импульсный.

Для исполнительного электродвигателя, включенного по первой схеме, в качестве источников питания применяют генераторы постоянного тока с управляемым возбуждением. В такой схеме обмотка возбуждения генератора является управляющей и при постоянной частоте вращения якоря генератора позволяет регулировать величину напряжения, снимаемого с якоря генератора. В некоторых случаях применяют каскадное соединение генераторов, при этом генератор с меньшей мощностью является возбудителем для генератора с большей мощностью.

В качестве усилительных устройств для исполнительных электродвигателей постоянного тока, а также в качестве возбудителей для генераторов большой мощности применяют электромашинные усилители. Наличие вращающегося с постоянной скоростью ротора ЭМУ делает такую схему менее чувствительной к возмущающим воздействиям со стороны выходного вала исполнительного электродвигателя. Достоинства схем с ЭМУ в некоторых случаях являются определяющими в системах автоматического регулирования и управления. Поэтому в настоящее время их широко применяют на практике.

Схемы с тиратронными усилителями имеют малую инерционность, высокий к. п. д. Недостаток таких схем — требуют определенного времени на запуск, ограниченный срок службы, вносят искажения в форму кривой питающего напряжения, характеристики зависят от условий внешней среды.

Схемы с полупроводниковыми усилителями имеют сравнительно малые размеры, обладают значительной вибростойкостью и большим сроком службы. Недостаток таких схем — зависимость параметров от температуры окружающей среды и режима работы, а также существенный разброс параметров полупроводниковых приборов.

Схемы с магнитными усилителями обладают высокой надежностью и значительным ресурсом работы, но имеют большие габаритные размеры и низкий коэффициент мощности.

Использование схем, работающих в импульсном режиме, позволяет упростить аппаратуру управления, обеспечить высокий к. п. д., незначительные габариты и массу, высокую стабильность характеристик.

Схемы с ламповыми усилителями характеризуются высоким входным сопротивлением, большим усилением, сравнительно небольшими габаритными размерами, но чувствительны к вибрациям, лампы имеют ограниченный срок службы и разброс параметров. При использова-

нии мощных электродвигателей необходимо ламповый усилитель применять в сочетании с другими типами усилителей.

Схемы с релейными усилителями обеспечивают простоту, малые габаритные размеры и массу, но наличие контактов ограничивает их надежность.

Электродвигатель постоянного тока, как и всякая электрическая машина, должен удовлетворять государственному стандарту (ГОСТ 183—66). Этот ГОСТ определяет: режим работы; номинальные величины параметров машин (мощность, напряжение, скорость и т. п.); методы определения температур отдельных частей машины и предельные значения перегрузочных моментов, токов, перегревов, скоростей, прочности изоляции, коммутации (степени искрения); правила проверки коммутации и допуски на выходные и внутренние параметры машины, а также программу типовых и контрольных испытаний.

В зависимости от области применения на электрические машины выпускаются каталоги, в которых в соответствии с требованиями ГОСТа приведены необходимые данные о рассматриваемых в них электрических машинах, об окружающей среде, режиме работы, номинальных значениях мощности и т. д. Кроме того, для генераторов приведены данные о пределах регулирования возбуждения и потребляемой мощности, а для электродвигателей — о пределах регулирования скорости, максимально допустимой скорости, маховом моменте и относительной продолжительности включения.

2. УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО ТОКА С НЕЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ ОТ ЭЛЕКТРОМАШИННОГО УСИЛИТЕЛЯ

В современной технике широкое применение получили электрические следящие приводы (ЭСП), силовая часть которых состоит из электромашинного усилителя ЭМУ и исполнительного электрического двигателя (ИД) постоянного тока с независимым возбуждением. В качестве электромашинных усилителей применяются [17] ЭМУ с независимым возбуждением (генераторы), ЭМУ поперечного поля, ЭМУ продольного поля и ЭМУ продольно-поперечного поля. В связи с развитием полупроводниковой техники имеется возможность создания полупроводниковых усилителей с выходной мощностью до 200 Вт. Использование таких усилителей позволяет существенно снизить требования к ЭМУ в отношении коэффициента усиления по мощности k_p. Поэтому в последнее время в качестве усилителя мощности ЭСП наибольшее применение получили ЭМУ с независимым возбуждением и ЭМУ поперечного поля.

Для того чтобы иметь возможность произвести синтез электрического следящего привода, необходимо располагать зависимостью (дифференциальным уравнением) между управляющим напряжением $U_у$, поступающим на обмотку управления ЭМУ, угловой скоростью исполнительного двигателя $\Omega_{дв}$ и возмущающим моментом на его валу $M_{вд}$.

Так как отдельные статические характеристики ЭМУ и ИД нелинейны, то указанная зависимость, вообще говоря, носит нелинейный

характер. При малых отклонениях от положения равновесия, которые имеют место в установившемся режиме, эта зависимость может быть линеаризована. Характер и параметры нелинейностей, имеющих место в ЭСП, как показывает практика, таковы, что исследование устойчивости линеаризованной системы в большинстве случаев позволяет сделать заключение и об устойчивости системы при больших отклонениях.

Используемые в ЭСП отрицательные обратные связи существенно снижают влияние нелинейностей на динамические свойства ЭСП.

В дальнейшем будут рассматриваться линеаризованные дифференциальные уравнения силовой части ЭСП. При этом для удобства использования логарифмических частотных характеристик при анализе и синтезе ЭСП линейные операторы, связывающие напряжение на входе ЭМУ, скорость вращения ИД и момент, приложенный к его валу, будут представлены в виде простых сомножителей.

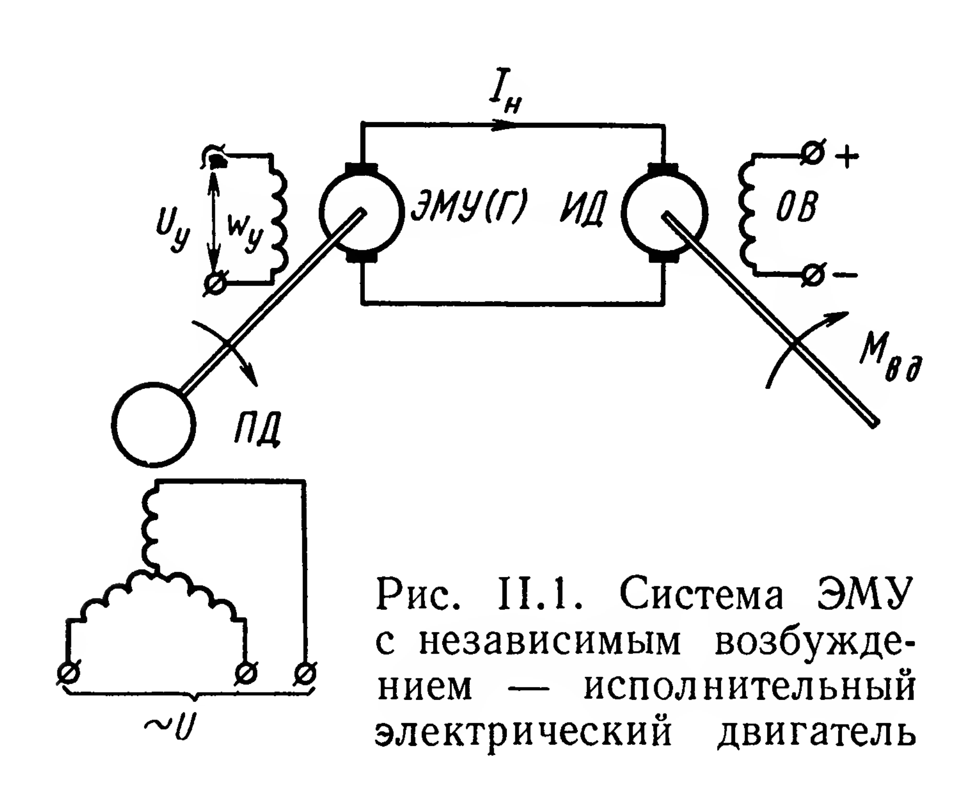


Рис. II.1. Система ЭМУ с независимым возбуждением — исполнительный электрический двигатель

Система ЭМУ с независимым возбуждением — исполнительный электродвигатель. Работа ЭМУ с независимым возбуждением совместно с исполнительным электродвигателем постоянного тока с независимым возбуждением (рис. II.1), если учесть размагничивающее действие вихревых токов в магнитопроводе ЭМУ и реакцию якоря [4], описывается следующей системой уравнений:

уравнение генератора при нагрузке

$$k_{уя}U_у(s) = (1 + T_у s)(1 + T_s s) E_{вых}(s) + r_ф I_н(s); \quad (II.3)$$

уравнение силовой цепи ЭМУ — исполнительный двигатель

$$E_{вых}(s) = r_ц I_н(s) + L_ц s I_н(s) + c_e \Omega_д(s); \quad (II.4)$$

уравнение моментов на валу исполнительного двигателя

$$M_д(s) = c_м I_н(s) = J s \Omega_д(s) - M_{вд}(s), \quad (II.5)$$

здесь $k_{уя}$ — коэффициент усиления ЭМУ по напряжению при холостом ходе;

$E_{вых}(s)$ — изображение э. д. с. ЭМУ при нагрузке;

$T_у$ — постоянная времени обмотки управления ЭМУ, учитывающая размагничивающее действие реакции якоря и действие вихревых токов в магнитопроводе;

T_s — постоянная времени, учитывающая действие вихревых токов (для ЭМУ мощностью от 1 до 100 кВт: $T_у = 0{,}1 \div 1$ с, $T_s = 0{,}002 \div 0{,}05$ с);

$I_н(s)$ — изображение тока нагрузки ЭМУ;

$r_ф$ — фиктивное сопротивление ЭМУ, учитывающее размагничивающее действие реакции якоря;

$r_ц$ — суммарное сопротивление силовой цепи ЭМУ—ИД;

$L_ц$ — суммарная индуктивность силовой цепи ЭМУ—ИД;

c_e — коэффициент пропорциональности между противо- э. д. с. и скоростью ИД;

$\Omega_д(s)$ — изображение скорости ИД;

J — суммарный момент инерции якоря ИД и объекта, приведенный к валу двигателя;

$M_д(s)$ — изображение электромагнитного момента, развиваемого ИД;

$M_{вд}(s)$ — изображение возмущающего момента нагрузки на валу объекта, приведенного к валу ИД;

$c_м$ — коэффициент пропорциональности между потоком и моментом ИД.

Структурная схема системы ЭМУ—ИД, соответствующая уравнениям (II.3)—(II.5), изображена на рис. II.2. Эта схема может быть

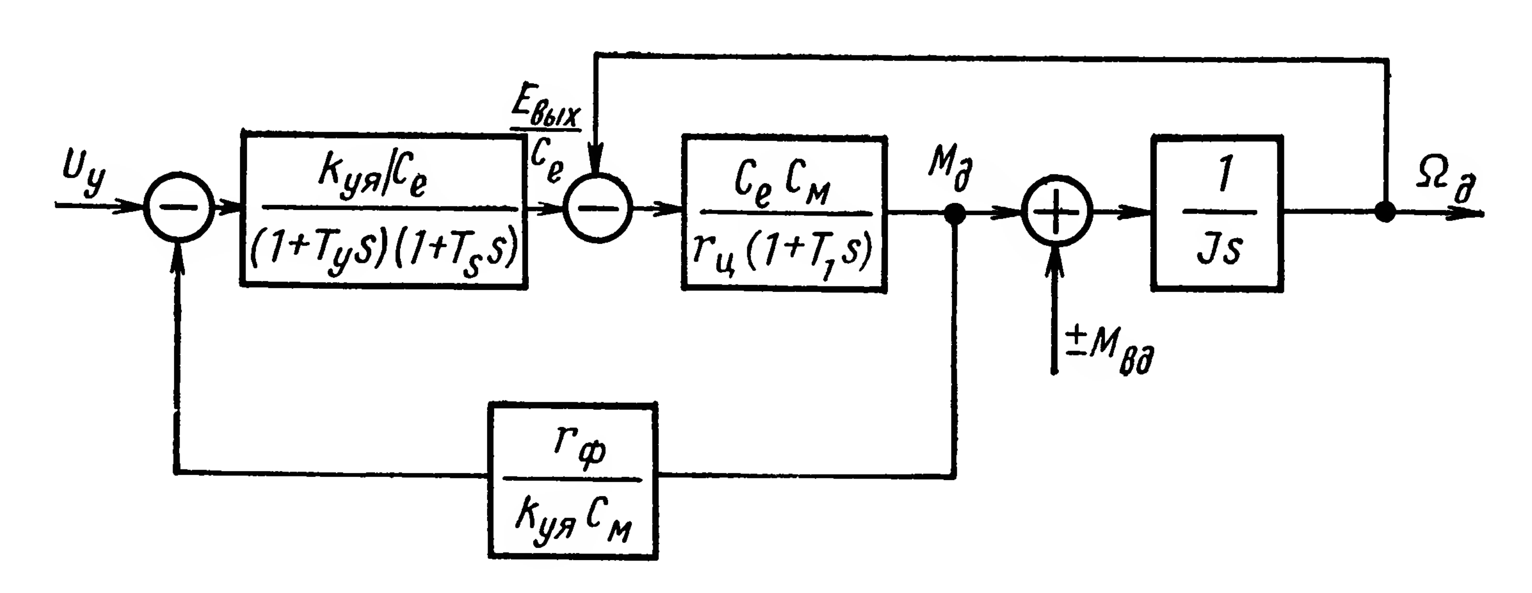


Рис. II.2. Структурная схема ЭМУ с независимым возбуждением — исполнительный двигатель

принята за основу при моделировании системы ЭМУ с независимым возбуждением — исполнительный электродвигатель.

Решая совместно уравнения (II.3)—(II.5), получим

$$k_{уя}U_у(s) = c_e\left\{[1 + T_м s(1 + T_1 s)](1 + T_{у}s)(1 + T_s s) + T_м \frac{r_ф}{r_ц} s\right\}\Omega_д(s) - \\ - \frac{r_ц}{c_м}\left[(1 + T_1 s)(1 + T_у s)(1 + T_s s) + \frac{r_ф}{r_ц}\right] M_{вд}(s), \quad \text{(II.6)}$$

где $T_м = Jr_ц/c_м c_e$ — электромеханическая постоянная времени;

$T_1 = L_ц/r_ц$ — постоянная времени силовой цепи ЭМУ — исполнительный электродвигатель.

Приведем уравнение (II.6) к виду, удобному для логарифмирования. Поскольку $T_м \gg T_1$ и $T_у \gg T_s$, выражение, стоящее в фигурных скобках первого слагаемого правой части, приближенно можно представить следующим образом:

$$\left\{[1 + T_м s(1 + T_1 s)](1 + T_у s)(1 + T_s s) + T_м \frac{r_ф}{r_ц} s\right\} \approx \\ \approx [1 + (T_р + T_у)s + T_р T_у^* s^2](1 + T_1 s)(1 + T_s s),$$

где $T_р = T_м \frac{r_д}{r_ц}$ — постоянная времени разгона исполнительного электродвигателя;

$r_д = r_ц + r_ф$ — действующее сопротивление силовой цепи;

$T_у^* = T_у \frac{r_ц}{r_д}$ — приведенная постоянная времени цепи возбуждения ЭМУ.

Аналогично может быть приближенно разложено на множители выражение, входящее во второе слагаемое правой части уравнения (II.6):

$$(1+T_1 s)(1+T_у s)(1+T_s s)+\frac{r_ф}{r_ц} \approx \frac{r_д}{r_ц}(1+T_у^* s)(1+T_1 s)(1+T_s s).$$

Для ЭСП, в которых в качестве ЭМУ используются промышленные генераторы серии «П» и соответствующие исполнительные электродвигатели,

$$T_р = 0{,}5 \div 2c;\ T_у = 0{,}2 \div 1{,}5c;\ T_1 = 0{,}001 \div 0{,}005c;$$
$$T_s = 0{,}01 \div 0{,}05c;\ r_ф/r_ц = 0{,}3 \div 0{,}6.$$

С учетом изложенного уравнение системы ЭМУ — исполнительный электродвигатель окончательно примет вид

$$k_{уя} U_у(s) = c_e A(s)\, \Omega_д(s) - \frac{T_р}{J} c_e B(s)\, M_{вд}(s), \qquad (II.7)$$

где
$$A(s) = [1+(T_р+T_у)s + T_р T_у^* s^2](1+T_1 s)(1+T_s s);$$
$$B(s) = (1+T_у^* s)(1+T_1 s)(1+T_s s).$$

Система ЭМУ поперечного поля — исполнительный электродвигатель. На рис. II.3 приведена принципиальная схема системы ЭМУ поперечного поля — исполнительный двигатель. Если учесть размагничивающее действие вихревых токов и наличие гистерезиса в якоре ЭМУ от поперечного потока, токов замедленной коммутации поперечных щеток, сдвига поперечных щеток с нейтрального положения в сторону направления вращения якоря ЭМУ, а также воздействие потоков рассеяния и продольного потока, создаваемых током нагрузки, на цепь управления и поперечную цепь ЭМУ, то уравнение нагруженного ЭМУ [17,4] имеет вид

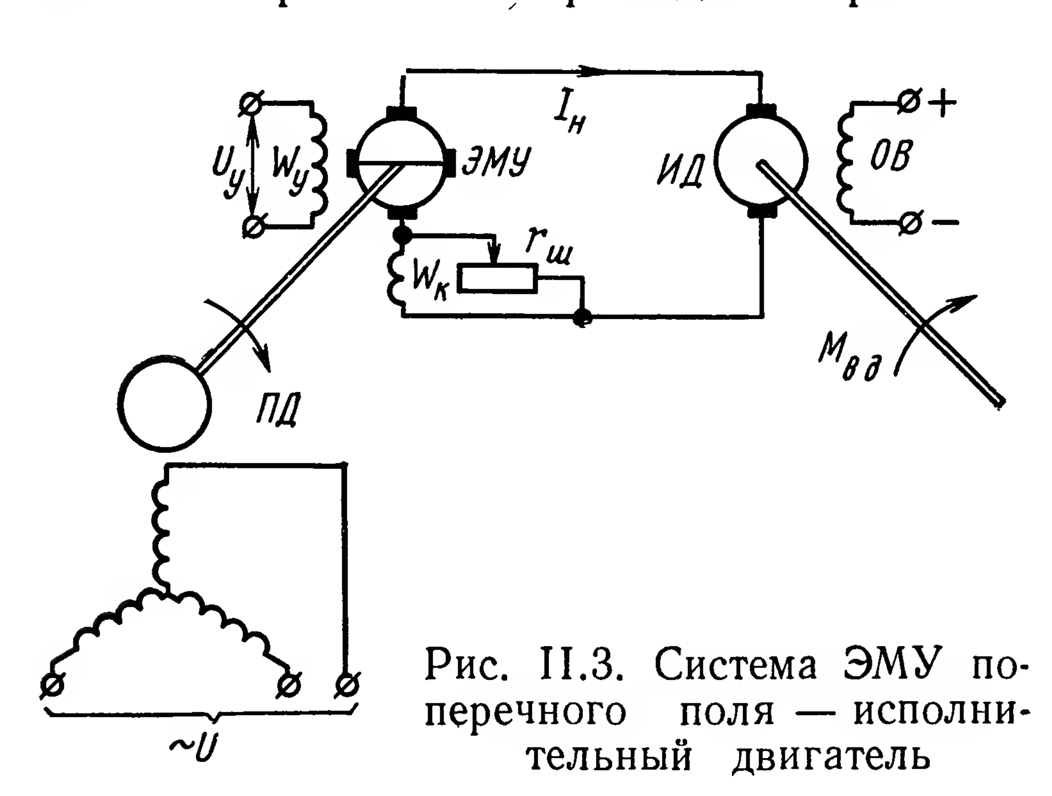


Рис. II.3. Система ЭМУ поперечного поля — исполнительный двигатель

$$k_{уя} U_у(s) = (1 + a_1 s + a_2 s^2)\, E_{вых}(s) + (r_ф + L_ф s)\, I_н(s), \qquad (II.8)$$

где $U_у(s)$ — изображение напряжения на обмотке управления ЭМУ;

$k_{уя}$ — реальный (с учетом влияния размагничивающих факторов) коэффициент усиления ЭМУ при холостом ходе;

a_1, a_2 — коэффициенты, характеризующие постоянные времени обмотки управления и поперечной цепи ЭМУ, с учетом размагничивающего действия вихревых токов и гистерезиса в якоре от поперечного потока, а также с учетом токов замедленной коммутации поперечных щеток;

$E_{вых}(s)$ — изображение э. д. с. ЭМУ при нагрузке;

$r_ф$ — фиктивное сопротивление, учитывающее недокомпенсацию ЭМУ;

$L_ф$ — фиктивный коэффициент самоиндукции, обусловленный потоками рассеяния в ЭМУ;

$I_н(s)$ — изображение тока нагрузки ЭМУ.

Уравнение силовой цепи ЭМУ — ИД и уравнение моментов на валу исполнительного электродвигателя соответственно имеют вид:

$$E_{вых}(s) = (r_ц + L_ц s)\, I_н(s) + c_e \Omega_д(s), \tag{II.9}$$

$$M_д(s) = c_м I_н(s) = Js\Omega_д(s) - M_{вд}(s), \tag{II.10}$$

где $r_ц$, $L_ц$ — соответственно сопротивление и коэффициент самоиндукции силовой цепи ЭМУ—ИД.

Структурная схема системы ЭМУ—ИД, соответствующая уравнениям (II.8)—(II.10), приведена на рис. II.4. Эта схема может быть

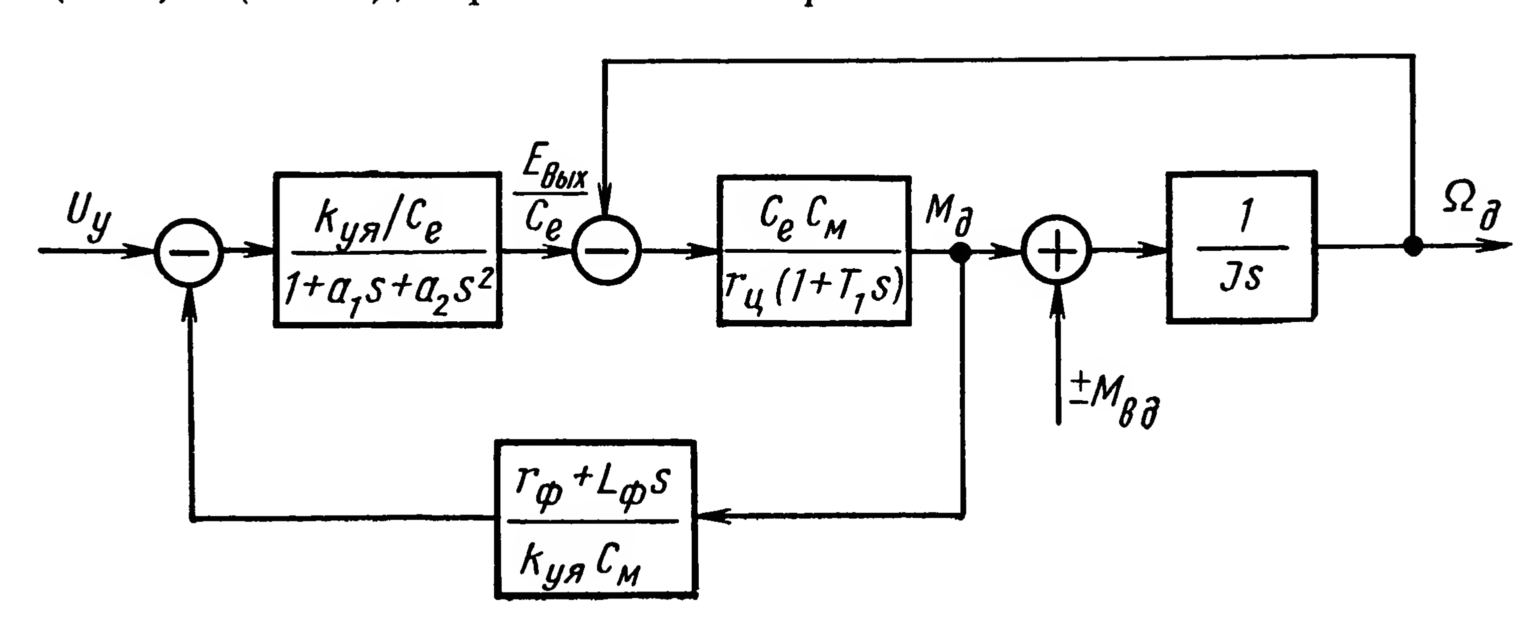


Рис. II.4. Структурная схема системы ЭМУ поперечного поля — исполнительный двигатель

принята за основу при моделировании системы ЭМУ поперечного поля — исполнительный электродвигатель независимого возбуждения.

Решая совместно уравнения (II.8)—(II.10), получим:

$$k_{уя}U_у(s) = c_e \{[1 + T_м s(1 + T_1 s)](1 + a_1 s + a_2 s^2) + T_м \frac{1}{r_ц}(r_ф + L_ф s)\, s\}\, \Omega_д(s) - [(r_ц + L_ц s)(1 + a_1 s + a_2 s^2) + r_ф + L_ф s]\frac{M_{вд}(s)}{c_м}. \tag{II.11}$$

Выражение, стоящее в фигурных скобках первого слагаемого правой части уравнения (II.11), приближенно может быть представлено в виде

$$[1 + T_м s(1 + T_1 s)](1 + a_1 s + a_2 s^2) + T_м \frac{1}{r_ц}(r_ф + L_ф s)\, s \approx$$
$$\approx [1 + (T_р + a_1)\, s + T_р T_{кз} s^2](1 + 2\zeta T_a s + T_a^2 s^2),$$

где $T_р = T_м \frac{r_д}{r_ц}$ — постоянная времени разгона ИД,

$T_{кз} = \frac{a_1 + T_1 + T_ф}{1+\zeta}$ — постоянная времени нарастания тока короткого замыкания ЭМУ;

$$\left.\begin{aligned} T_a &= \frac{a_2 T_1}{a_1 + T_1 + T_ф}; \\ 2\zeta T_a &= \frac{a_2 + a_1 T_1}{a_1 + T_1 + T_ф}; \\ T_ф &= \frac{L_ф}{r_ф}; \\ \zeta &= \frac{r_д}{r_ц} - 1 - \end{aligned}\right\} \quad (II.12)$$

коэффициент, характеризующий недокомпенсацию ЭМУ; $r_д = r_ф + r_ц$ — действующее сопротивление силовой цепи ЭМУ—ИД.

Выражение, стоящее в квадратных скобках второго слагаемого правой части уравнения (II.11), может быть приближенно представлено в виде

$$(r_ц + L_ц s)(1 + a_1 s + a_2 s^2) + r_ф + L_ф s \approx r_д (1 + T_{к.з} s)(1 + 2\zeta T_a s + T_a^2 s^2).$$

Окончательно уравнение системы ЭМУ поперечного поля—ИД примет вид

$$k_{уя} U_у(s) = c_e A(s)\, \Omega_д(s) - \frac{T_р}{J} c_e B(s)\, M_{вд}(s), \quad (II.13)$$

где

$$A(s) = [1 + (T_р + a_1) s + T_р T_{кз} s^2](1 + 2\zeta T_a s + T_a^2 s^2);$$
$$B(s) = (1 + T_{кз} s)(1 + 2\zeta T_a s + T_a^2 s^2).$$

Для ЭМУ мощностью до 10 кВт значением величины a_1 можно пренебречь по сравнению со значением величины $T_р$.

Сопоставляя выражения (II.7) и (II.13), видим, что уравнения силовой части ЭСП с различными типами электромашинных усилителей имеют идентичную структуру.

Методы экспериментального определения параметров системы ЭМУ — ИД. Коэффициент усиления ЭМУ $k_{уя}$ при холостом ходе может быть определен по кривой намагничивания $E_{вых} = f(I_у)$ *. При снятии кривых намагничивания к обмотке управления ЭМУ через потенциометр подключают источник постоянного тока. ЭМУ предварительно должен быть размагничен ($E_{вых} = 0$ при $U_у = 0$) током возбуждения соответствующей величины и полярности. Коэффициент усиления по напряжению определится как отношение номинального напряжения ЭМУ $E_н$ при холостом ходе к соответствующему напряжению $U_{ун}$ на обмотке управления, т. е.

$$k_{уя} = \frac{E_н}{U_{ун}}.$$

* Здесь и в дальнейшем для простоты переменные и их изображения по Лапласу обозначаются одними и теми же буквами.

Следует иметь в виду, что коэффициент усиления ЭМУ поперечного поля при малых напряжениях меньше, чем при номинальном напряжении: это объясняется увеличением сопротивления щеточного контакта в поперечной цепи при малых токах в этой цепи. При напряжениях ЭМУ, больших номинального, коэффициент усиления уменьшается из-за насыщения магнитной цепи машины.

Фиктивное сопротивление силовой цепи ЭМУ $r_ф$, связанное с размагничивающим действием реакции якоря, определяется по внешней характеристике ЭМУ $U_{вых} = f(I_н)$ ($U_{вых}$ — напряжение на клеммах ЭМУ при нагрузке). При снятии внешней характеристики к якорю ЭМУ подключается в качестве нагрузки регулируемое сопротивление $r_н$, а на обмотку управления подается напряжение, соответствующее номинальному напряжению на якоре ЭМУ при холостом ходе. Ток в цепи якоря ЭМУ в установившемся режиме связан с падением напряжения $U_н$ на нагрузке $r_н$ следующим соотношением:

$$E_н - I_н(r_{ЭМУ} + r_ф) = I_н r_н = U_н, \qquad (II.14)$$

где $r_{ЭМУ}$ — омическое сопротивление цепи якоря ЭМУ.

Изменяя сопротивление нагрузки $r_н$, устанавливают ток якоря, равный $0{,}5I_{ном}$; $I_{ном}$; $1{,}5I_{ном}$($I_{ном}$ — номинальное значение тока якоря ЭМУ) и из соотношения (II.14) определяют соответствующие значения $r_ф$. В качестве расчетной величины $r_ф$ принимают среднее арифметическое трех замеров. Действующее сопротивление определяют как сумму

$$r_д = r_ф + r_ц.$$

В отличие от ЭМУ с независимым возбуждением величина действующего сопротивления ЭМУ поперечного поля может регулироваться в широких пределах путем изменения величины сопротивления, шунтирующего компенсационную обмотку.

Постоянные времени в уравнениях силовой части электрических следящих приводов, необходимые для анализа и синтеза ЭСП, могут быть экспериментально определены в зависимости от наличия измерительной и другой аппаратуры как осциллографированием переходных процессов, так и путем снятия амплитудно-частотных характеристик. Остановимся сначала на методике определения постоянных времени силовой части ЭСП путем осциллографирования переходных процессов.

При осциллографировании переходных процессов питание обмотки управления ЭМУ с независимым возбуждением может осуществляться как от низкоомного источника, так и от электронного (или полупроводникового) усилителя, используемого в дальнейшем в схеме ЭСП; в последнем случае должны быть учтены особенности используемого усилителя (его собственные постоянные времени, внутреннее сопротивление и др.). При определении постоянных времени $T_у$ и T_s, входящих в уравнение (II.6), на обмотку управления ненагруженного ЭМУ подают ступенчатое напряжение, соответствующее установившемуся напряжению генератора, равному $0{,}75E_{ном}$ ($E_{ном}$ — номи-

нальное напряжение ЭМУ), и осциллографируют нарастание (спад) э. д. с. ЭМУ.

Значения величин $T_у$ и T_s определяются по осциллограмме нарастания (спада) э. д. с., исходя из следующих соображений. Согласно равенству (II.3) дифференциальное уравнение ненагруженного генератора ($I_н = 0$) имеет вид

$$C_2 p^2 E_х(t) + C_1 p E_х(t) = k_{уя} U_у - E_х(t),$$

где

$C_1 = T_у + T_s$; $C_2 = T_у T_s$; $E_х(t)$ — э. д. с. ЭМУ при холостом ходе.

Проинтегрировав обе части уравнения от 0 до ∞ и учитывая, что

$$E_х(0) = 0;\ E_х(\infty) = k_{уя} U_у;$$
$$\dot{E}_х(0) = \dot{E}_х(\infty) = 0,$$

получим

$$C_1 k_{уя} U_у = \int_0^\infty [k_{уя} U_у - E_х(t)]\, dt \qquad (II.15)$$

и

$$C_1 = \frac{\int_0^\infty [k_{уя} U_у - E_х(t)]\, dt}{k_{уя} U_у}. \qquad (II.16)$$

Коэффициент C_1 находится из осциллограммы по кривой переходного процесса (рис. II.5). Для этого проведем вертикальную прямую $A'O'$, параллельную оси ординат, так чтобы площадь фигуры OKO' была равна площади фигуры $A'KB$; тогда площадь прямоугольника $AA'O'O$

$$\text{пл.}\ (AA'O'O) = \int_0^\infty [k_{уя} U_у - E_х(t)]\, dt.$$

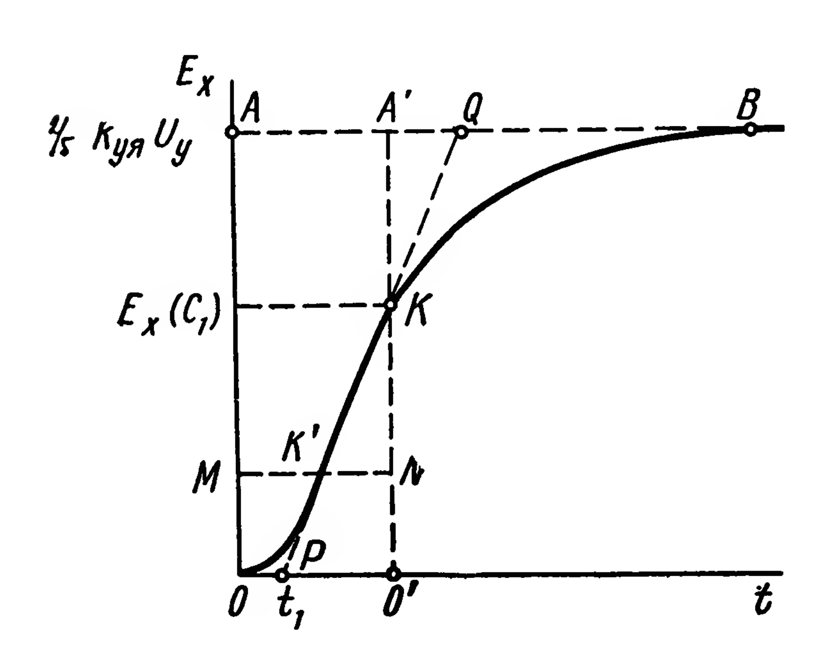


Рис. II.5. К определению постоянных времени ЭМУ при холостом ходе

Искомое значение коэффициента C_1 определяется отрезком OO', т. е. $C_1 = OO'$. При построении сначала находят примерное положение прямой $O'A'$, а затем ее положение уточняется после подсчета площадей.

Коэффициент C_2 также может быть определен из осциллограммы переходного процесса. Действительно, проинтегрировав по времени обе части уравнения ЭМУ от нуля до C_1, получим

$$C_2 \dot{E}_х(C_1) + C_1 E_х(C_1) = \int_0^{C_1} [k_{уя} U_у - E_х(t)]\, dt,$$

откуда

$$C_2 = \left\{ \int_0^{C_1} [k_{уя} U_у - E_х(t)]\, dt - C_1 E_х(C_1) \right\} \frac{C_1 - t_1}{E_х(C_1)},$$

где

$$\dot{E}_x(C_1)=\frac{E_x(C_1)}{C_1-t_1}.$$

(на рис. II.5 PQ — касательная к кривой OKB в точке K, а $t_1 = OP$). Проведем прямую MN параллельно оси абсцисс так, чтобы пл. (OMK') = пл. $(K'KN)$, тогда

$$\int_0^{C_1}[k_{уя}U_у-E_x(t)]\,dt=\text{пл. }(MAA'N).$$

Искомое значение коэффициента C_2 определяется равенством

$$C_2=\frac{(A'N-O'K)\,C_1(C_1-t_1)}{O'K}.$$

Значения величин C_1 и C_2, используемые для дальнейших расчетов, определяются как средние арифметические из осциллограмм нарастания и спада напряжения при напряжениях на обмотке управления, соответствующих 0,5 $E_{ном}$; 0,75 $E_{ном}$ и $E_{ном}$. Таким образом, $T_s = C_2/T_у$, а так как $T_у \gg T_s$, то $T_у = C_1$.

Методика определения коэффициентов a_1 и a_2 уравнения (II.8) ненагруженного ($I_и = 0$) ЭМУ поперечного поля аналогична методике определения параметров C_1 и C_2 ненагруженного ЭМУ с независимым возбуждением. Если переходный процесс нарастания э. д. с. ЭМУ имеет колебательный характер, то при определении коэффициента a_1 следует учитывать знаки интегралов на отдельных участках интегрирования.

Значения коэффициентов a_1 и a_2, определенные экспериментальным путем по указанной методике, для ЭМУ мощностью от 0,2 до 100 кВт приведены в табл. II.1.

Для определения постоянной времени T_1 силовой цепи ЭМУ в силовую цепь ЭМУ — электродвигатель включается вторичная обмотка понижающего трансформатора T_p и сопротивление r (рис. II.6). К первичной обмотке трансформатора через автотрансформатор подводится напряжение переменного тока частотой 50 Гц (приводной электродвигатель не вращается). Автотрансформатором в силовой цепи устанавливают номинальное значение тока якоря ЭМУ; ко вторичной обмотке трансформатора и к сопротивлению подключают гальванометры осциллографа ($Г_1$ и $Г_2$) и осциллографируют падение напряжения на сопротивлении (ток якоря) и напряжение на обмотке трансформатора. По осциллограмме определяют сдвиг фазы φ между указанными напряжениями. Постоянная времени силовой цепи $T_1^*=\frac{L_ц}{r_ц+r}$, с учетом добавочного сопротивления r, определяется из соотношения $T_1^* = \operatorname{tg}\varphi/314$, тогда постоянная времени силовой цепи без учета добавочного сопротивления

$$T_1=\frac{T_1^*(r_ц+r)}{r_ц}.$$

Для определения сдвига фазы φ может быть использован также электронно-лучевой осциллограф; при этом напряжение со вторичной обмотки трансформатора и падение напряжения на сопротивлении r

Таблица II.1

Тип ЭМУ	Сопротивление обмоток управления, Ом	Питание от низкоомного источника		Питание от электронного усилителя	
		Опытные данные			
		a_1, с	a_2, с	a_1, с	a_2, с
ЭМУ-3А	2×3500	0,055	0,0014	0,04	0,0013
ЭМУ-5А	2×3000	0,072	0,0023	0,05	0,002
ЭМУ-12А3	2×3200	0,06	0,0022	0,057	0,0023
ЭМУ-25А3	2×3295	0,11	0,006	0,08	0,003
ЭМУ-50А3	2×3920	0,10	0,006	0,09	0,0045
ЭМУ-70А3	2×3200	0,20	0,02	0,16	0,014
ЭМУ-100А3	2×3300	0,21	0,024	0,146	0,012
ЭМУ-200	2×9 2×17,6 2×396	0,08	0,006	—	—
ЭМУ-400	2×11 2×22,4 2×470	0,11	0,007	—	—
ЭМУ-550	2×12 2×24 2×504	0,2	0,02	—	—
ЭМУ-1000	2×10,3 2×17,2 2×424	0,1	0,016	—	—

подаются соответственно на горизонтальную и вертикальную пары отклоняющих пластин осциллографа. Сдвиг фазы определяется по фигуре Лиссажу на экране осциллографа.

При определении постоянной времени нарастания тока короткого замыкания ЭМУ поперечного поля $T_{кз}$ на обмотку управления ЭМУ

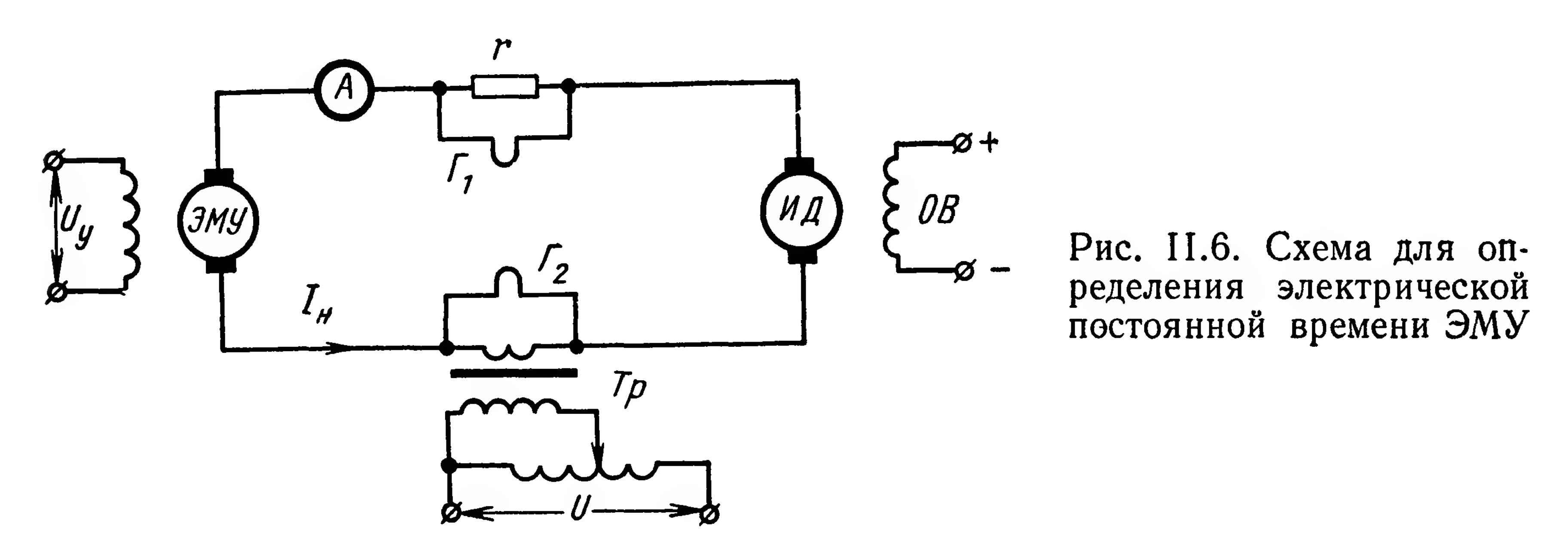


Рис. II.6. Схема для определения электрической постоянной времени ЭМУ

подают ступенчатое напряжение $U_у$ и осциллографируют процесс нарастания (спада) тока $I_н$ (t) короткого замыкания ЭМУ при заторможенном ИД.

Из уравнения (II.4) при $\Omega_д = 0$ получим уравнение э. д. с. при заторможенном электродвигателе

$$E_{вых}(s) = r_ц (1 + T_1 s) I_н (s). \quad (II.17)$$

С учетом уравнения (II.17) уравнение (II.8) может быть записано в виде

$$k_{уя} U_у (s) = r_ц \left[(1 + a_1 s + a_2 s^2)(1 + T_1 s) + \frac{r_ф}{r_ц} + \frac{L_ф}{r_ц} s \right] I_н (s). \quad (II.18)$$

Правая часть последнего уравнения может быть приближенно представлена в виде [2]

$$r_ц \left[(1 + a_1 s + a_2 s^2)(1 + T_1 s) + \frac{r_ф}{r_ц} + \frac{L_ф}{r_ц} s \right] = $$
$$= r_д (1 + T_{кз} s)(1 + 2\zeta T_a s + T_a^2 s^2) I_н (s),$$

где величины $T_{кз}$, T_a и $2\zeta T_a$ определяются равенствами (II.12), поэтому окончательно имеем

$$k_{уя} U_у (s) = r_д (1 + T_{кз} s)(1 + 2\zeta T_a s + T_a^2 s^2) I_н (s). \quad (II.18a)$$

Дифференциальное уравнение, соответствующее последнему уравнению, имеет вид

$$\frac{k_{уя} U_у}{r_д} = I_н (t) + (T_{кз} + 2\zeta T_a) p I_н (t) + (T_a^2 + T_{кз} 2\zeta T_a) p^2 I_н (t) +$$
$$+ T_{кз} T_a^2 p^3 I_н (t).$$

Перенося $I_н (t)$ в левую часть уравнения и интегрируя от 0 до ∞, получим

$$\int_0^\infty \left[\frac{k_{уя} U_у}{r_д} - I_н (t) \right] dt = \frac{k_{уя} U_у}{r_д} (T_{кз} + 2\zeta T_a),$$

и поскольку

$$T_{кз} \gg 2\zeta T_a,$$

то

$$T_{кз} = \frac{\int_0^\infty \left[\frac{k_{уя} U_у}{r_д} - I_н (t) \right] dt}{\frac{k_{уя} U_у}{r_д}}.$$

Производя построение, аналогичное выполненному на рис. II.5, получим значение $T_{кз}$. При этом значение $T_{кз}$ определяют как среднее арифметическое для нарастания и спада тока короткого замыкания при напряжениях на входе ЭМУ, соответствующих номинальному и половине номинального значения тока якоря ЭМУ.

Постоянная времени T_a определяется по осциллограмме нарастания тока короткого замыкания при замыкании силовой цепи ЭМУ—ИД (рис. II.7).

Рассмотрим происходящий при этом процесс нарастания тока. Если на обмотку управления ЭМУ предварительно подано напряжение $U_у = U_0$, то согласно выражениям (II.8) и (II.17) процессы в силовой цепи характеризуются дифференциальными уравнениями

$$k_{уя}U_0 = E_{вых}(t) + a_1 pE_{вых}(t) + a_2 p^2 E_{вых}(t) + r_ф I_н(t) + L_ф pI_н(t)$$

с начальными условиями

$$E_{вых}(0) = E_0;\ \dot{E}_{вых}(0) = 0;\ I_н(0) = 0,$$

причем

и

$$\left.\begin{aligned} &E_{вых}(+0) = E_{вых}(-0) = E_0 \\ &E_{вых}(t) = r_ц I_н(t) + L_ц pI_н(t). \end{aligned}\right\} \qquad (II.19)$$

Так как до замыкания ключа ($t = -0$) напряжение E_0 не было подано на клеммы якоря исполнительного электродвигателя, то для второго уравнения системы (II.19) $E_{вых}(-0) = 0$, $E_{вых}(+0) = E_0$

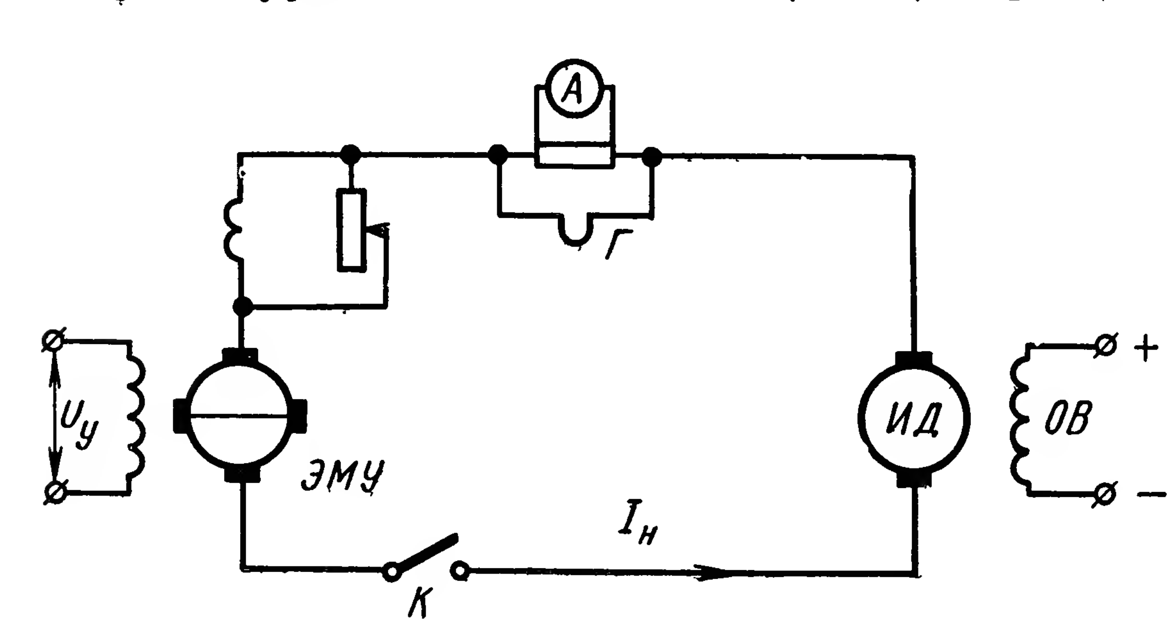


Рис. II.7. Схема осциллографирования процесса нарастания тока ЭМУ при замыкании силовой цепи

Поэтому, обозначив в первом уравнении (II.19)

$$E_{вых}(t) = E_0 - \Delta E(t) \quad (E_0 = \mathrm{const})$$

и во втором уравнении

$$E_{вых}(t) = E_0 1(t) - \Delta E(t)$$

(1 $[t]$ — единичная ступенчатая функция) и имея в виду, что $\Delta E(0) = 0$, $\Delta\dot{E}(0) = 0$ и $k_{уя}U_0 = E_0$, получим систему дифференциальных уравнений с нулевыми начальными условиями:

$$-[\Delta E(t) + a_1 p\,\Delta E(t) + a_2 p^2\,\Delta E(t)] + r_ф I_н(t) + L_ф pI_н(t) = 0;$$
$$-\Delta E(t) = r_ц I_н(t) + L_ц pI_н(t) - E_0 1[t].$$

Преобразуя эти уравнения по Лапласу, получим

$$-\Delta E(s)(1 + a_1 s + a_2 s^2) + r_ф I_н(s) + L_ф sI_н(s) = 0,$$
$$-\Delta E(s) = r_ц I_н(s) + L_ц sI_н(s) - E_0\frac{1}{s}.$$

Решая совместно два последних уравнения и используя преобра-

зованные по Лапласу равенства (II.18) и (II.18а), находим изображение тока в силовой цепи:

$$I_{н}(s)=\frac{1+a_1s+a_2s^2}{(1+T_{кз}s)(1+2\zeta T_a s+T_a^2s^2)}\frac{E_0}{r_{д}s}.$$

Переходный процесс нарастания тока в силовой цепи ЭМУ-50А3 и МИ-42 при замыкании рубильника K представлен на рис. II.8. Из осциллограммы определяется период колебаний τ_a; значение постоянной времени T_a находится из соотношения

$$T_a=\frac{\tau_a}{2\pi}$$

Постоянные времени в уравнениях силовой части ЭСП можно получить также из амплитудно-частотных характеристик системы ЭМУ—ИД при заторможенном электродвигателе. Частотные характеристики могут быть сняты следующим образом. На обмотку управления ЭМУ подается синусоидальное напряжение и определяются амплитуда и фаза тока в силовой цепи ЭМУ—ИД; изменяя частоту синусоидального напряжения и замеряя соответствующие каждой частоте амплитуду и фазу тока, находят ряд точек амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик. При отсутствии необходимой аппаратуры (генератор синусоидального напряжения с регулируемой в широких пределах частотой, фазометр и др.) может быть рекомендован другой способ снятия частотных характеристик, изложенный в работе [4], способ генераций.

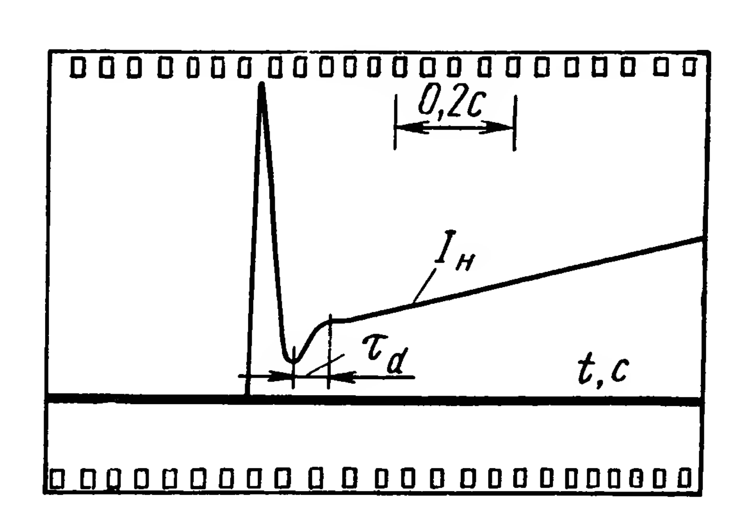


Рис. II.8. Осциллограмма нарастания тока ЭМУ при замыкании силовой цепи ЭМУ—ИД (ЭМУ-50А3 и МИ-42)

Способ генераций заключается в том, что на вход электронного усилителя ЭУ, который предполагается использовать в схеме ЭСП, питающего обмотки управления ЭМУ, подают сигнал отрицательной обратной связи, пропорциональный току в цепи якорей ЭМУ—ИД (ИД заторможен), пропущенный через пассивный RC-контур K, параметры которого известны (рис. II.9).

Далее постепенно увеличивают коэффициент усиления цепи обратной связи (увеличивают значение сопротивления $r_с$) до тех пор, пока система не окажется на границе устойчивости. В этом случае в системе возникают незатухающие гармонические колебания (генерация) тока в силовой цепи. Используя результаты указанного эксперимента, по известной частотной характеристике пассивного контура $K(j\omega)$ можно определить координаты точек амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик системы ЭМУ—ИД при заторможенном ИД. Покажем это.

При наличии цепи обратной связи по току (см. рис. II.9) уравнение (II.18а) системы ЭМУ—ИД примет вид

$$U_{у}(s)-r_{с}k_{у}K(s)I_{н}(s)=r_{д}(1+T_{кз}s)(1+2\zeta T_a s+T_a^2s^2)I_{н}(s). \qquad (II.20)$$

Структурная схема системы, соответствующая уравнению (II.20), приведена на рис. II.9, *б*. Приравнивая минус единице амплитудно-фазовую характеристику разомкнутого контура (рис. II.9, *б*), полу-

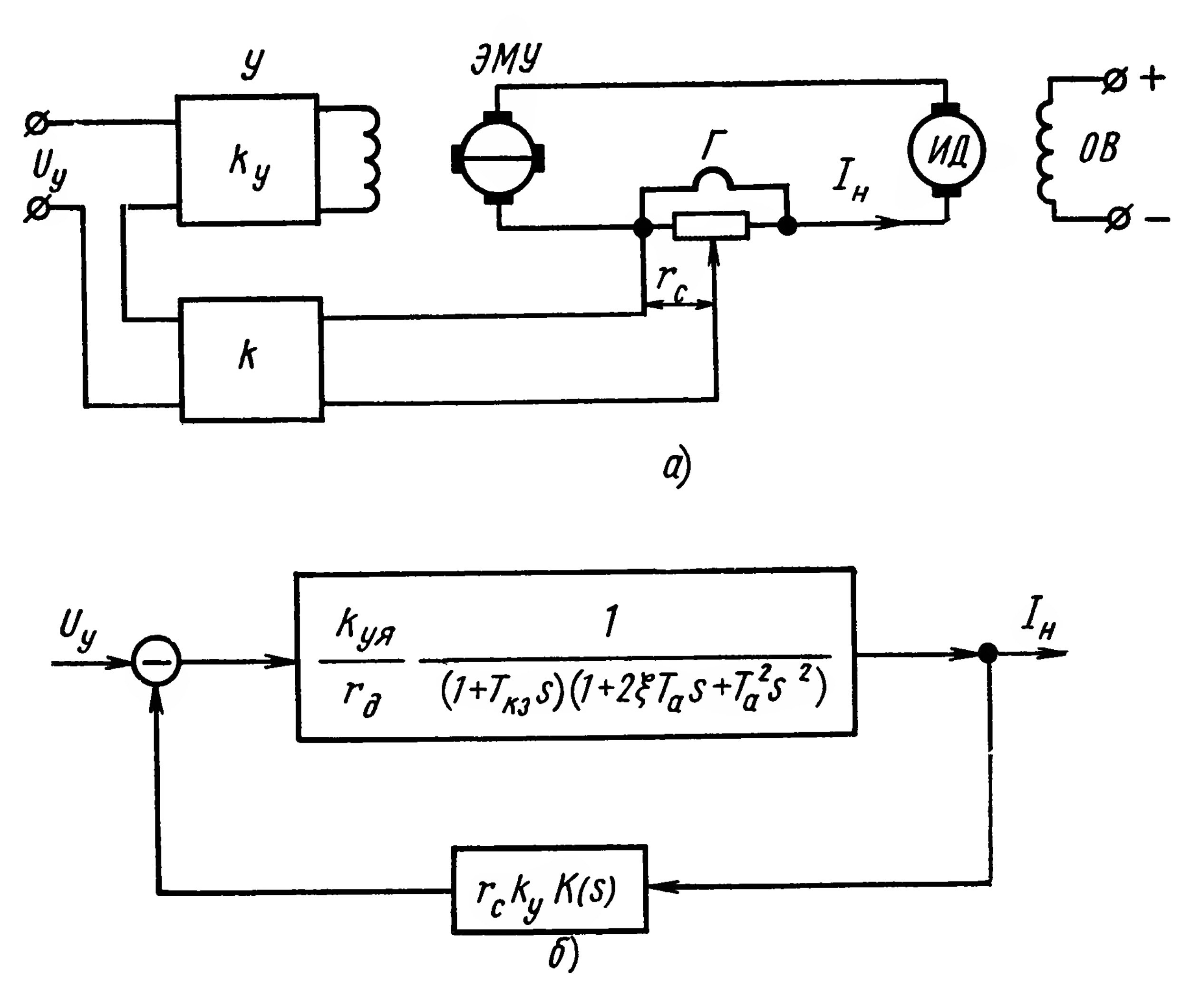


Рис. II.9. Схема для снятия частотных характеристик силовой части ЭСП способом генерации:

а — принципиальная схема; *б* — структурная схема

чим условие, при котором система находится на границе устойчивости, в виде

$$\frac{r_г}{B(j\omega_г)} K(j\omega_г) = -1, \qquad (II.21)$$

где обозначено:

$$B(j\omega_г) = (1 + T_{кз} j\omega_г)[1 + 2\zeta T_a j\omega_г + (\tau_a j\omega_г)^2],$$

$$r_г = \frac{r_с}{r_д} k_{уя} k_у;$$

$\omega_г$ — частота колебаний (генераций) тока системы ЭМУ—ИД, находящейся на границе устойчивости.

Условие (II.21) может быть записано в следующем виде:

$$\left.\begin{aligned} &|B(j\omega_г)| = |r_г K(j\omega_г)|; \\ &\arg K(j\omega_г) - \arg B(j\omega_г) = -\pi. \end{aligned}\right\} \qquad (II.22)$$

Из выражения (II.22) следует, что по амплитуде и фазе вектора $r_г K(j\omega_г)$ могут быть определены амплитуда и фаза вектора $B(j\omega_г)$. Изменяя структуру и параметры пассивного RC-контура K, а также определяя из опыта соответствующие значения частоты генераций тока $\omega_г$ и коэффициента усиления $r_г$, можно определить ряд точек амплитудно-частотной характеристики $|B(j\omega)|$ и фазочастотной характеристики $\arg B(j\omega)$.

При снятии частотных характеристик системы ЭМУ—ИД методом генераций тока в качестве пассивных *RC*-контуров в цепи обратной связи по току удобно использовать интегрирующий контур (рис. II.10,*а*) с передаточной функцией

$$K(s)=\frac{1}{1+T_{\text{к}}s}$$

для точек, принадлежащих среднечастотной части искомой характеристики, и дифференцирующий контур (рис. II.10, *б*) с передаточной функцией

$$K(s)=\frac{T_{\text{к}}s}{1+T_{\text{к}}s}$$

для точек, принадлежащих высокочастотной части искомой характеристики.

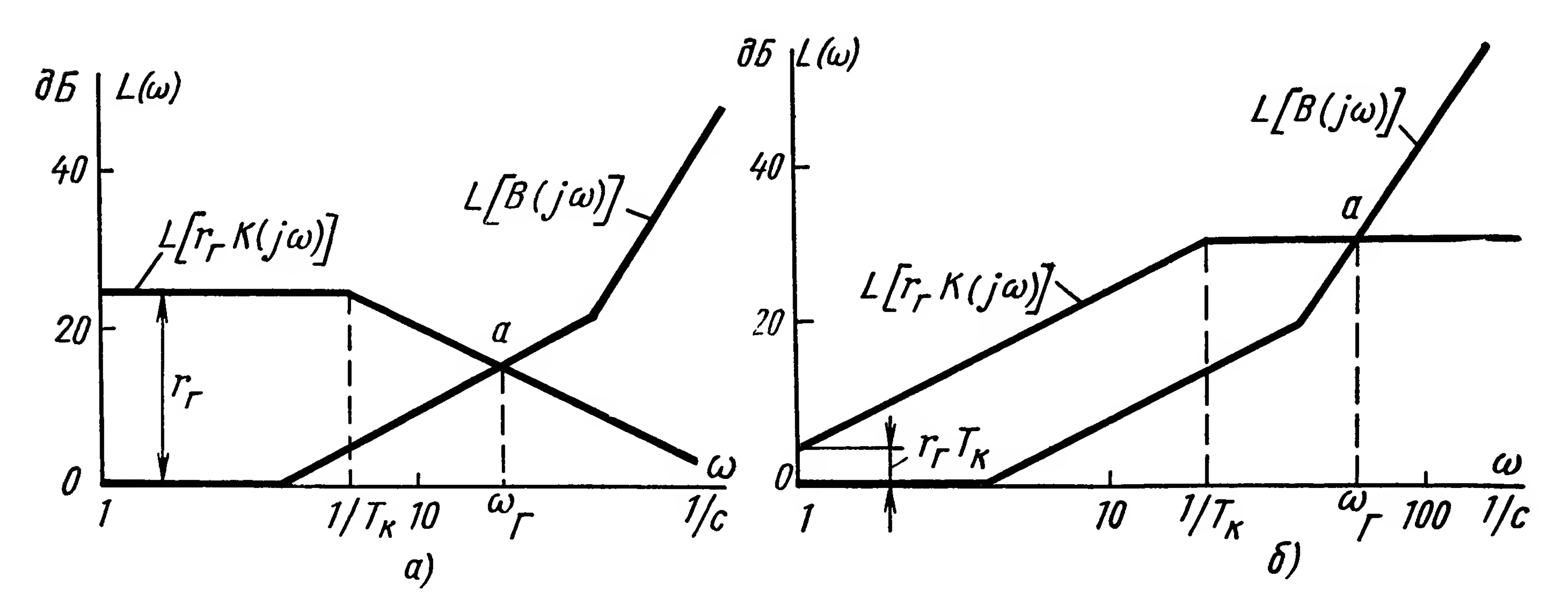


Рис. II.10. Построение ЛАЧХ силовой части ЭСП с использованием способа генераций:

а) $K(s)=\frac{1}{1+T_k(s)}$, б) $K(s)=\frac{T_k s}{1+T_k(s)}$

Опыт генераций тока производится при нескольких (трех-четырех) значениях постоянной времени $T_{\text{к}}$. Одна точка искомой частотной характеристики может быть определена при $K(s)\equiv 1$. Для определения частоты генераций используется электронно-лучевой или светолучевой осциллограф. На рис. II.11 приведены осциллограммы генераций тока в цепи якорей ЭМУ-25АЗ и МИ-42.

Достоинство способа генераций тока состоит в том, что он позволяет сравнительно просто определить высокочастотную часть частотной характеристики системы ЭМУ—ИД, что весьма существенно для синтеза ЭСП.

В табл. II.2 приведены экспериментально определенные значения параметров $T_{\text{кз}}$, T_a, ζ для различных сочетаний ЭМУ—ИД.

Экспериментальные данные определялись методом генераций при питании обмотки управления ЭМУ от электронного усилителя и по осциллограммам переходных процессов как при питании обмотки управления ЭМУ от электронного усилителя, так и при питании ее от

Тип электромашинного усилителя	Тип электродвигателя	Постоянные времени, полученные экспериментально						
		по переходным процессам				методом генераций		
		Питание обмотки управления от низкоомного источника		Питание обмотки управления от электронного усилителя				
		$T_{кз}$, с	T_a, с	$T_{кз}$, с	T_a, с	$T_{кз}$, с	T_a, с	ζ
ЭМУ-3А	МИ-22	0,21	0,008	0,2	0,007	0,18	0,0066	0,6
ЭМУ-5А	МИ-22	0,29	0,006	0,28	0,006	0,28	0,0058	0,6
ЭМУ-12А3	МИ-32	0,175	0,0064	0,175	0,006	0,2	0,006	0,6
ЭМУ-25А3	МИ-41	0,5	0,0065	0,26	0,0062	0,22	0,0064	0,6
ЭМУ-50А3	МИ-42	0,56	0,0072	0,43	0,0065	0,5	0,0067	0,5
ЭМУ-70А3	МИ-52	0,64	0,009	0,62	0,007	0,64	0,0066	0,5
ЭМУ-100А3	МИ-52	0,96	0,008	0,65	0,0071	0,8	0,0065	0,5
ЭМУ-200	ДПМ-32	0,5	—	—	—	0,8	0,008	0,4
ЭМУ-400	ДПМ-41	0,8	0,014	—	—	1,0	0,012	0,5
ЭМУ-550	ДПМ-42	0,7	0,016	—	—	1,2	0,010	0,4
ЭМУ-1000	П112М	1,4	0,0095	—	—	1,4	0,010	0,3

низкоомного источника. Постоянная времени нарастания тока короткого замыкания $T_{кз}$ определена для такой стандартной настройки компенсации ЭМУ, при которой номинальный ток якоря ЭМУ $I_{ном}$

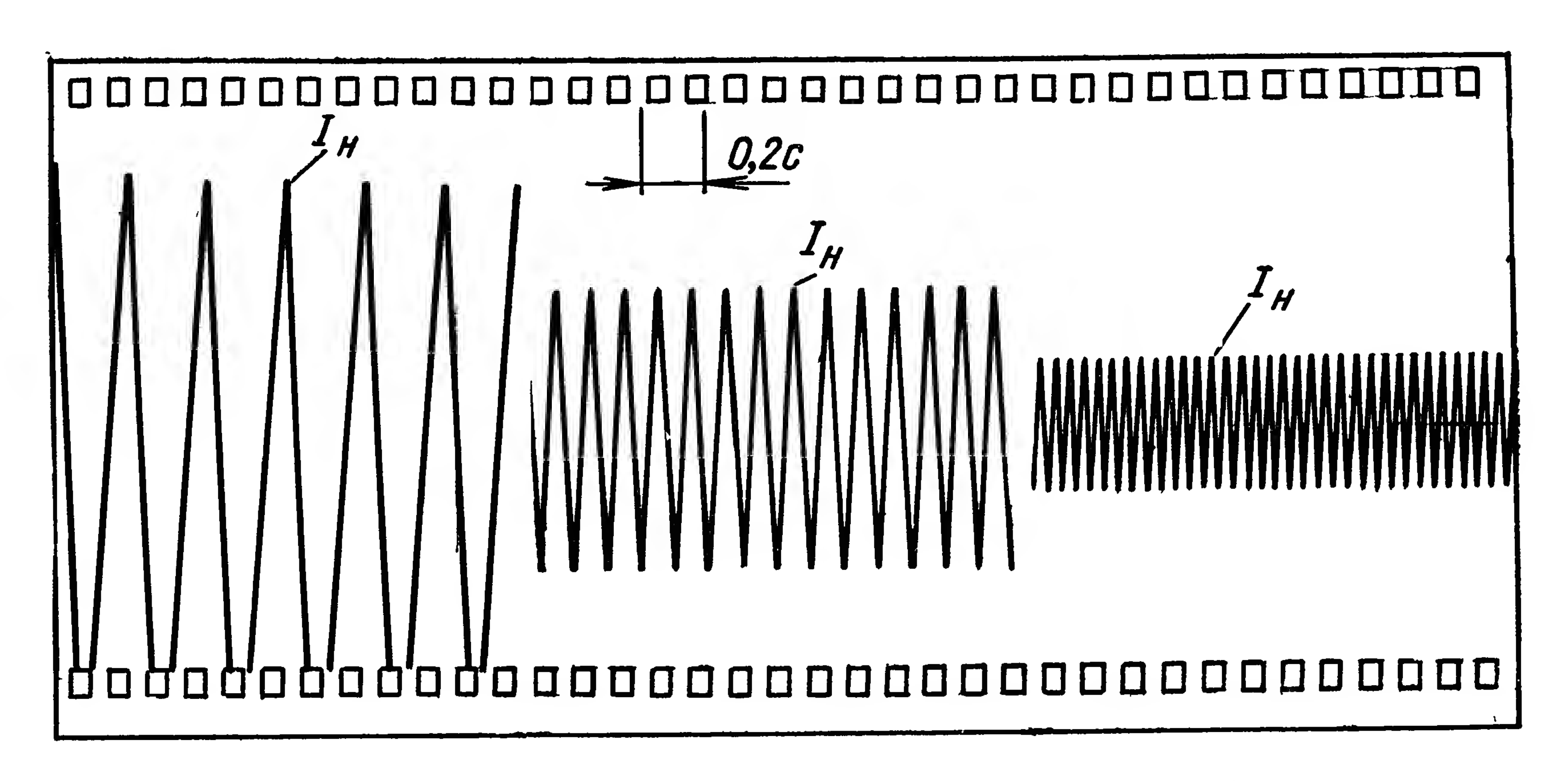


Рис. II.11. Процесс генераций в силовой цепи ЭМУ-ИД (ЭМУ-50А3, МИ-42):

а) $K(s)=\frac{1}{1+0,1s}$; б) $K(s)=1$; в) $K(s)=\frac{0,1s}{1+0,1s}$

вызывает падение напряжения ΔU в действующем сопротивлении ЭМУ, равное 25% номинального напряжения, т. е.

$$I_{ном}r_д=0,25U_{ном}.$$

При другой настройке компенсации ЭМУ, для которой действующее сопротивление ЭМУ равно $r'_д$, соответствующая новой настройке

компенсации постоянная времени $T'_{кз}$ может быть определена как

$$T'_{кз}=T_{кз}\frac{r_д}{r'_д},$$

где $T_{кз}$ — постоянная времени нарастания тока короткого замыкания, взятая из табл. II.2;

$$r_д=\frac{U_{ном}}{4I_{ном}}.$$

В том случае, если с электромашинным усилителем, приведенным в табл. II.2, используется исполнительный электродвигатель другого типа, но примерно той же мощности, что и электродвигатель, указанный в табл. II.2, то для расчетов динамических характеристик могут быть использованы значения параметров из табл. II.2. Это объясняется тем, что электродвигатели разных типов, но одинаковой мощности имеют примерно одинаковые значения сопротивления и индуктивности якоря.

3. УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО ТОКА С НЕЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ ОТ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО УСИЛИТЕЛЯ

Полупроводниковая техника позволяет создать электрические приводы, имеющие в качестве силовой части систему транзисторный или тиристорный усилитель — исполнительный электродвигатель (ТУ—ИД).

В настоящее время разработаны транзисторные усилители, предназначенные для управления электродвигателями постоянного тока мощностью до киловатта, и тиристорные усилители, предназначенные для управления электродвигателями мощностью до сотен киловатт.

Электрический привод (ЭП) с полупроводниковыми усилителями и исполнительными электродвигателями постоянного тока имеет ряд достоинств, основные из которых:

большая перегрузочная способность исполнительного двигателя;

меньшая постоянная времени (несколько микросекунд для электродвигателей с гладким ротором), т. е. большее быстродействие ЭП;

возможность использовать ток якоря как информацию о величине момента ИД.

Ниже рассмотрено несколько схем силовых полупроводниковых усилителей, используемых для управления исполнительными электродвигателями постоянного тока.

Схема ЭП с транзисторным усилителем (ТУ) в значительной степени определяется схемой его выходного каскада. В свою очередь, выбор схемы выходного каскада ТУ зависит от типа применяемого электродвигателя, его мощности, а также требований, предъявляемых к ЭП в отношении качества его работы.

Уравнение системы транзисторный усилитель — исполнительный электродвигатель (ТУ—ИД) имеет более простой вид, чем уравнение

системы ЭМУ—ИД или уравнение системы Г—ИД и для электродвигателя постоянного тока может быть записано следующим образом:

$$(1+T_{м}s+T_1T_{м}s^2)(1+T_{у}s)\,\Omega_{д}(s)=\frac{k_{у}}{c_e}U_{у}(s)+c_{м}(1+T_1s)\,M_{в\,д}(s).$$

Здесь использованы обозначения, принятые в § II.2, $T_{у}$ — постоянная времени транзисторного усилителя. Так как $T_{м} \gg T_1$, то уравнение системы ТУ—ИД может быть также записано в виде

$$(1+T_{м}s)(1+T_1s)(1+T_{у}s)\,\Omega_{д}(s)=\frac{k_{у}}{c_e}U_{у}(s)+c_{м}(1+T_1s)\,M_{в\,д}(s).$$

На рис. II.12—II.14 приведены схемы ТУ, предназначенные для управления электродвигателями постоянного тока независимого воз-

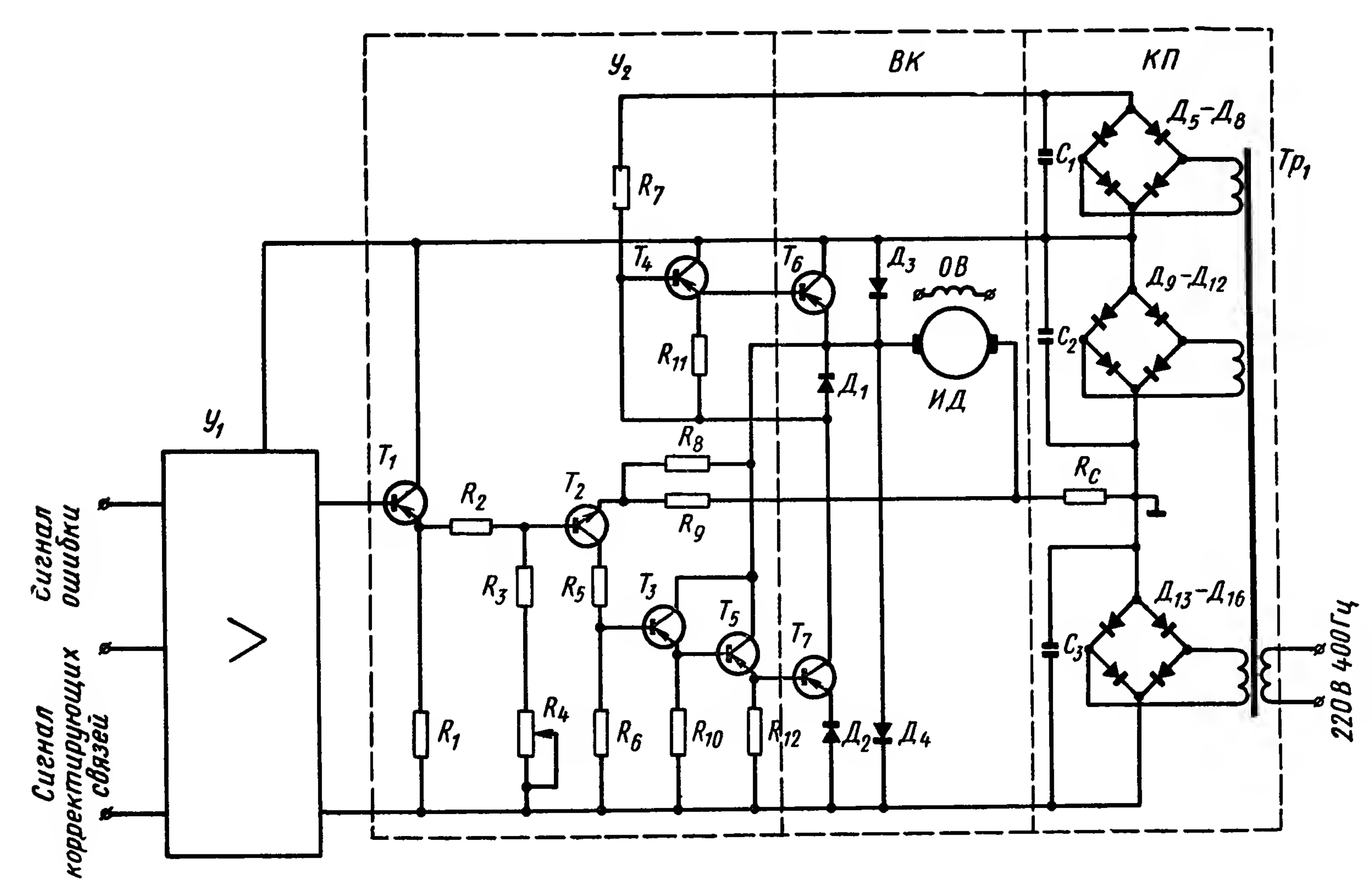


Рис. II.12. Принципиальная схема оконечной части транзисторного усилителя мощностью до 100 Вт

буждения. В этих схемах детально изображены оконечные части усилителей, схемы каскадов предварительного усилителя $У_1$ не раскрыты, поскольку они могут быть выполнены по различным типовым схемам усилителей переменного и постоянного тока; в частности, в качестве предварительного каскада $У_1$ может быть применен операционный усилитель.

Схема, приведенная на рис. II.12, является наиболее простой схемой, так как она содержит в выходном каскаде ВК лишь два плеча (триоды T_6, T_7), работающих в режиме класса A. Особенность схемы состоит в том, что она управляется от однотактного предварительного усилителя $У_1$, выходное напряжение которого подается на второй предварительный усилитель $У_2$, построенный на триодах T_1—T_5, и далее поступает на базу нижнего (по схеме) оконечного триода T_7. Для обеспечения управляемости верхнего (по схеме) триода выходного каскада ВК T_6, а также для обеспечения требуемой линейности

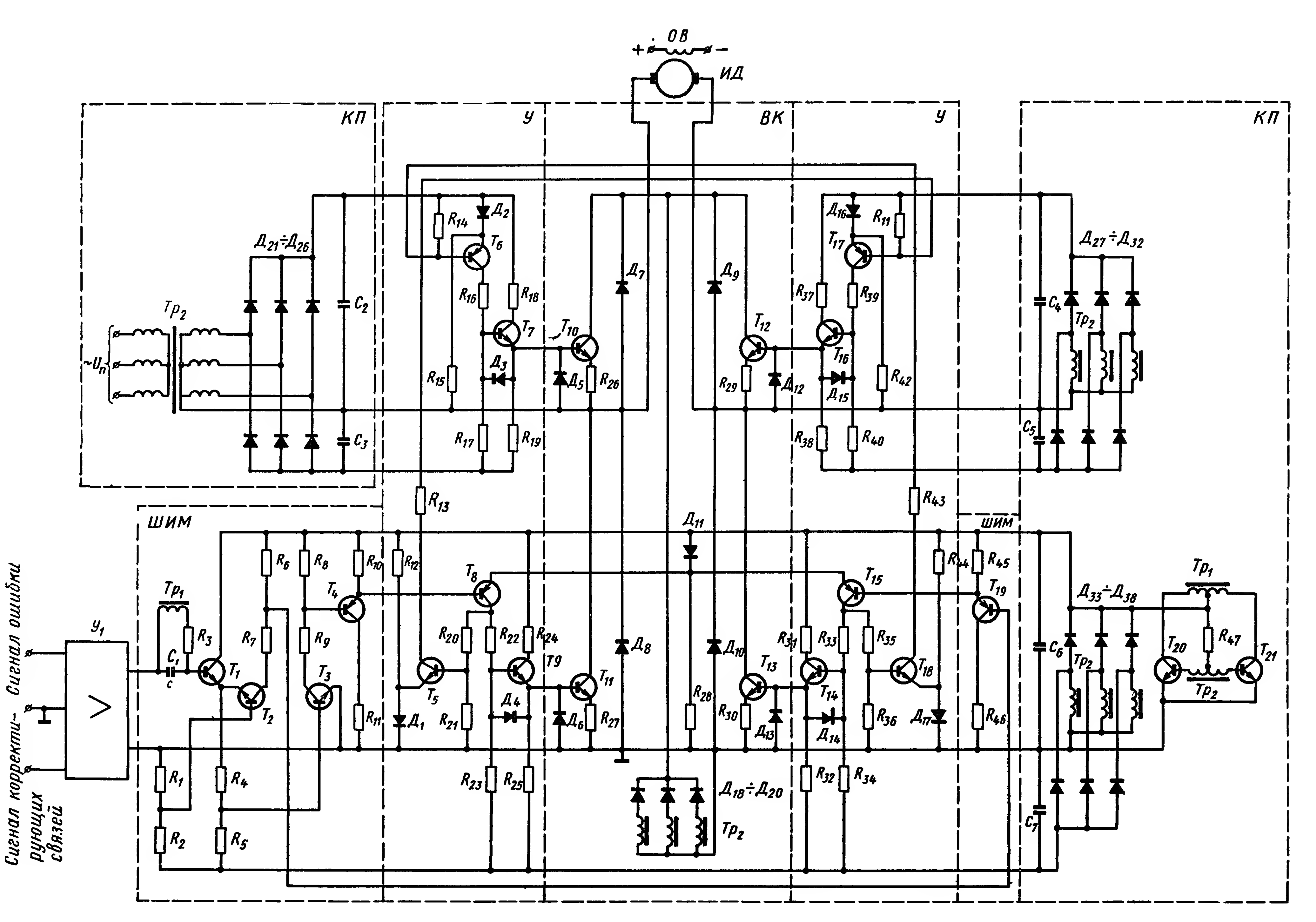


Рис. II.13. Принципиальная схема оконечной части транзисторного усилителя мощностью в несколько киловатт

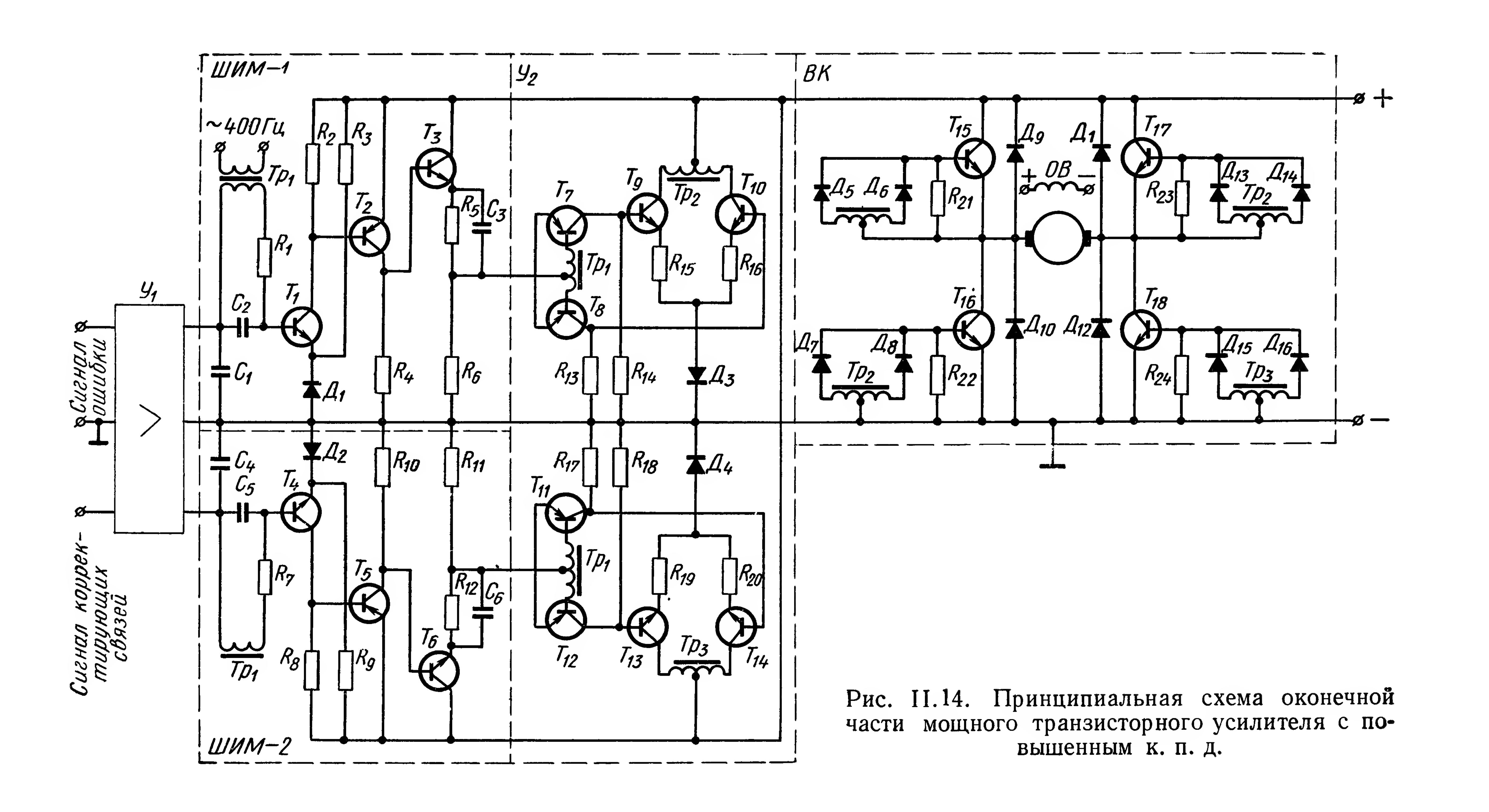


Рис. II.14. Принципиальная схема оконечной части мощного транзисторного усилителя с повышенным к. п. д.

статической характеристики ТУ применен коммутирующий диод $Д_1$ в цепи якоря электродвигателя и введена отрицательная обратная связь по напряжению и току (с сериесного сопротивления R_c) якоря электродвигателя. Сигнал этой обратной связи подается с помощью делителя R_8, R_9 на эмиттер триода T_2.

Назначение диода $Д_1$ состоит в том, чтобы запирать верхний (по схеме) триод T_6 выходного каскада при наличии тока в нижнем триоде T_7 и, наоборот, открывать верхний триод при отсутствии тока в нижнем триоде. Исполнительный электродвигатель включен между верхним и нижним плечами выходного каскада и средней точкой двух последовательно включенных источников питания, выполненных на диодах $Д_9$—$Д_{12}$ и $Д_{13}$—$Д_{16}$.

Для обеспечения более полного насыщения верхнего триода выходного каскада T_6 (с целью увеличения к. п. д. ТУ при максимальном сигнале на его выходе) применен дополнительный источник питания, выполненный на диодах $Д_5$—$Д_8$. Этот источник запитывает базу эмиттерного повторителя на триоде T_4 в верхнем плече выходного каскада. Для балансировки выходного каскада при отсутствии входного сигнала предусмотрен регулировочный потенциометр R_4. Для защиты триодов выходного каскада от перенапряжений в схему ТУ введены диоды $Д_3$ и $Д_4$.

Подобная схема целесообразна на выходную мощность усилителя до 100 Вт.

На рис. II.13 изображена схема оконечной части ТУ, имеющего мощность до нескольких киловатт.

В этом усилителе выходной каскад ВК построен по мостовой схеме на триодах T_{10}—T_{13} (соединенных параллельно по несколько триодов). В диагонали моста включен электродвигатель постоянного тока независимого возбуждения. Управляется выходной каскад от предварительных силовых усилителей У: для верхнего по схеме (левого) плеча моста от усилителя, построенного на триодах T_5 — T_7, и для нижнего (левого) плеча моста от усилителя на триодах T_8, T_9. Правая часть моста выполнена аналогичным образом.

Предварительные усилители управляются от широтно-импульсного модулятора ШИМ, построенного на триодах T_1, T_3 и T_4 для одного (левого) плеча схемы, и на триодах T_1, T_2 и T_{19} для другого (правого) плеча схемы. Напряжение на вход ШИМ подается от усилителя $У_1$.

Особенностью работы рассматриваемой схемы является то, что силовые триоды выходного каскада работают в режиме переключения: при этом переключение триодов сопровождается паузой между открытием верхних и нижних триодов одного плеча. Это гарантирует отсутствие токов короткого замыкания через оба левых (или правых) плеча выходного каскада.

Работа схемы ШИМ состоит в том, что напряжение с выхода усилителя $У_1$ последовательно складывается с пилообразным напряжением, снимаемым с конденсатора C_1, и подается на пороговый элемент, выполненный на триоде T_3 (для левого плеча). На этом элементе производится сравнение указанной выше суммы напряжений с постоянным напряжением на делителе R_4, R_5. При изменении напря-

жения на выходе усилителя $У_1$ изменяется скважность импульса на выходе триода T_3 от нуля до единицы. Это обусловливает изменение напряжения на выходе плеча усилителя от нуля до максимального значения. Работа правого плеча усилителя происходит аналогичным образом (в противофазе).

Питание выходного каскада ВК осуществляется от трехфазного выпрямителя, выполненного на диодах $Д_{18}$—$Д_{20}$, а питание предварительных усилителей У и ШИМ производится от трехфазного выпрямителя на диодах $Д_{33}$—$Д_{38}$. Питание усилителей верхних плеч осуществляется от двух трехфазных выпрямителей, выполненных на диодах $Д_{21}$—$Д_{26}$ и на диодах $Д_{27}$—$Д_{32}$. С целью обеспечения выработки пилообразного напряжения, питание трансформатора $Тр_1$ осуществляется напряжением прямоугольной формы, обеспечиваемой каскадом на триодах T_{20}, T_{21}.

Для защиты триодов выходного каскада от перенапряжений предусмотрены диоды $Д_7$—$Д_{10}$.

Применение в рассмотренной схеме двух раздельных источников питания — высоковольтного для выходного каскада и низковольтного для предварительных усилителей позволяет уменьшить мощность рассеяния на триодах предварительного усилителя. В тех случаях, когда возникает необходимость еще более повысить к. п. д. силового транзисторного усилителя (например, при ограниченной мощности сети питания, или когда имеются затруднения с отводом тепла), применяется ТУ, в котором согласование силовых выходных триодов и предварительных усилителей производится с помощью трансформатора. Схема такого ТУ приведена на рис. II.14.

Основным отличием этой схемы от схемы, изображенной на рис. II.13, является то, что напряжение на выходе ШИМ-1, собранного на триодах T_1—T_3, усиливается двухтактным трансформаторным каскадом (предварительным усилителем $У_1$), выполненным на триодах T_9, T_{10}. С трансформатора $Тр_2$ выходное напряжение этого каскада подается через выпрямители на диодах $Д_7$, $Д_8$ и $Д_{13}$, $Д_{14}$ на базы триодов T_{16} и T_{17} выходного мостового каскада ВК. Два других триода выходного каскада T_{15} и T_{18} управляются аналогичным образом от напряжения на выходе ШИМ-2. Согласование напряжения прямоугольной формы с выхода ШИМ с предварительным усилителем осуществляется с помощью двух ключей на триодах T_7 и T_8 для одного плеча ТУ и двух ключей T_{11} и T_{12} для другого плеча ТУ. Указанные ключи обеспечивают подачу напряжения прямоугольной формы от трансформатора $Тр_1$ на триоды усилителя $У_2$ таким образом, что это напряжение в течение половины времени длительности импульсов подается на триоды усилителя $У_2$ одного плеча, а в течение другой половины времени — на триоды усилителя $У_2$ другого плеча. Благодаря этому напряжение на выходных трансформаторах У $Тр_2$ и $Тр_3$ практически отсутствует в паузах между импульсами ШИМ, а при полном сигнале с выхода ШИМ скважность управляющего сигнала на входе силовых триодов выходного каскада равна единице. Обеспечение синхронизации работы ключей усилителя $У_2$ и пилообразного напряжения ШИМ (на конденсаторах C_2 и C_5) достигается путем запитки ключей $У_2$ и

конденсаторов C_2 и C_5 от одного трансформатора $Тр_1$ напряжением прямоугольной формы. При таком способе согласования элементов оконечной части ТУ целесообразно применение общего высоковольтного источника питания.

Данный усилитель применяется в диапазоне мощностей до нескольких киловатт.

Приведенные на рис. II.13 и рис. II.14 схемы ТУ дают возможность реализовывать усилители с достаточно высокими мощностями, значительными зонами линейности статических характеристик. Эти усилители являются малоинерционными и позволяют обеспечить высокое качество работы ЭП. Однако в некоторых случаях к ЭП не предъявляются повышенные требования к качеству их работы, при этом

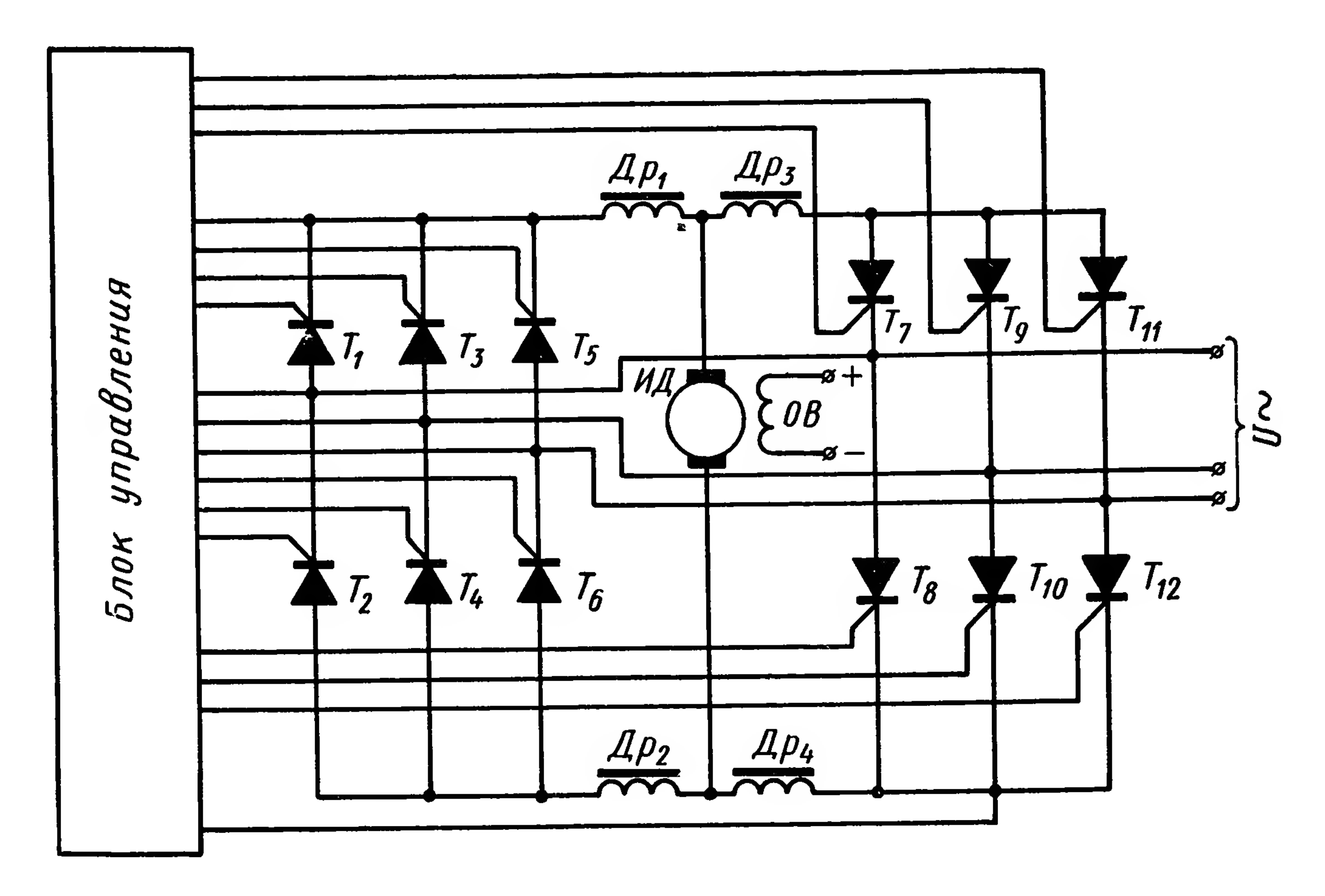


Рис. II.15. Принципиальная схема системы управляемый выпрямитель — двигатель постоянного тока независимого возбуждения

целесообразно применение в ЭП упрощенных схем ТУ, рассматриваемых в § 4 настоящей главы.

Управление скоростью исполнительного двигателя постоянного тока с независимым возбуждением мощностью свыше 0,5 кВт целесообразно осуществлять с использованием тиристорного управляемого выпрямителя УВ.

Принципиальная схема силовой части такого привода приведена на рис. II.15.

Так как система УВ—ИД является новым типом привода, необходимо более подробно рассмотреть особенности его работы.

Реверсивный управляемый выпрямитель содержит две группы тиристоров T_1—T_6 и T_7—T_{12}, каждая из которых соединена по наиболее распространенной схеме трехфазного моста. Каждая из групп тиристоров работает только в одном направлении, обеспечивая реверс электродвигателя. Изменение напряжения на якоре электродвигателя осуществляется изменением времени проводимости тиристоров.

Для этого от блока управления на тиристоры подаются управляющие импульсы, фаза которых, характеризуемая углом регулирования α, определенным образом изменяется относительно фазы напряжения питающей сети. При этом зависимость между средним значением выпрямленного напряжения и углом регулирования имеет вид

$$U_н = E_m \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha, \qquad (II.23)$$

где $U_н$ — среднее значение выпрямленного напряжения;
E_m — амплитуда напряжения питающей сети;
m — число фаз управляемого выпрямителя.

Как следует из выражения (II.23), при изменении угла регулирования в пределах $\frac{\pi}{2} > \alpha > 0$ имеет место соотношение $U_н > 0$. Такой режим работы управляемого выпрямителя называется выпрямительным. При изменении угла регулирования в пределах $\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi$ имеет место соотношение $U_н < 0$. Такой режим работы управляемого выпрямителя называется инверторным (генераторный режим).

Каждая из групп тиристоров реверсивного УВ может работать как в выпрямительном, так и в инверторном режимах, обеспечивая работу электродвигателя во всех четырех квадрантах механической характеристики, при этом всегда одна из групп тиристоров работает в выпрямительном, а другая в инверторном режиме.

Существенное влияние на статические и динамические характеристики системы управляемый выпрямитель — исполнительный электродвигатель оказывает способ управления группами тиристоров. Существуют способы согласованного и раздельного управления группами тиристоров реверсивного УВ.

При согласованном способе управления отпирающие импульсы подаются на обе группы тиристоров, причем в зависимости от соотношения величин углов регулирования выпрямителя и инвертора согласованное управление может быть линейным (режим класса А) и нелинейным (режим класса АВ).

При линейном согласованном управлении углы регулирования выпрямительной и инверторной группами выбираются таким образом, что средние значения выпрямленного напряжения у обеих групп равны между собой. Условие, которому должны удовлетворять углы регулирования тиристорами двух групп, в этом случае может быть получено из равенства (II.23). Это условие можно записать в виде

$$\alpha_1 + \alpha_2 = \pi, \qquad (II.24)$$

где α_1 — угол регулирования выпрямительной группы;
α_2 — угол регулирования инверторной группы.

При выполнении условия (II.24) средние значения выпрямленного напряжения двух групп равны между собой, противоположны по знаку и поэтому взаимно уравновешиваются. Однако при равенстве средних значений выпрямленных напряжений выпрямительной и инверторной групп мгновенные значения напряжений этих групп не

совпадают. Это приводит к появлению неуравновешенной переменной составляющей напряжения между группами. Такое напряжение называют уравнительным напряжением. Уравнительное напряжение создает в контуре, образованном двумя группами тиристоров, уравнительный ток, для ограничения величины которого в контур включают ограничивающие дроссели $Др_1$—$Др_4$ (см. рис. II.15). Введение дросселей в схему УВ увеличивает его габаритные размеры и увеличивает электромагнитную постоянную времени якорной цепи, что ухудшает динамические характеристики привода. Одним из способов уменьшения индуктивности уравнительных дросселей является применение способа нелинейного согласованного управления группами тиристоров УВ. При нелинейном согласовании в реверсивном контуре всегда создается постоянная составляющая напряжения, направленная против проводимости тиристоров, что обеспечивается таким соотношением величин углов регулирования, при котором среднее выпрямленное напряжение инверторной группы больше среднего выпрямленного напряжения выпрямительной группы. Выбор углов регулирования при этом способе согласования должен осуществляться согласно условию

$$\alpha_1 + \alpha_2 = \pi + \varphi, \qquad (II.25)$$

где φ — постоянный угол, величина которого может выбираться в пределах от 0 до π.

Если способ линейного согласованного управления позволяет реализовать линейную статическую характеристику УВ, то при нелинейном согласованном управлении в статической характеристике появляется зона нечувствительности тем большая, чем больше φ.

В переходных режимах из-за неполной управляемости тиристоров УВ соотношения (II.24) и (II.25) нарушаются и в контуре кроме статического тока возникает динамический уравнительный ток. Для его исключения в блок управления необходимо ввести апериодическое звено с постоянной времени $T = 0{,}007 \div 0{,}01$ с при промышленной частоте питающей сети $f = 50$ Гц.

Уравнительные токи полностью устраняются при использовании способа раздельного управления группами тиристоров (режим класса В). При раздельном способе управления управляющие импульсы подаются только на одну группу тиристоров, а вторая группа заперта. Поэтому в схеме УВ отсутствует цепь для протекания уравнительного тока. Такой способ приводит к существенному усложнению блока управления выпрямителем, поскольку возникает необходимость подавать и снимать управляющие импульсы в функции тока инверторной группы, так как снятие импульсов с инверторной группы при работе ее в режиме непрерывных токов приводит к аварийному режиму. Ухудшаются также и динамические свойства управляемого выпрямителя вследствие введения фиксированной задержки в цепи управления. Способ раздельного управления целесообразно использовать для приводов мощностью свыше 50 кВт, когда усложнение схемы управления оправдано существенным уменьшением веса и габаритов УВ за счет исключения уравнительных дросселей. Для

большинства приводов меньшей мощности наиболее целесообразным является использование способа нелинейного согласованного управления. Лишь при повышенных требованиях к динамическим характеристикам привода следует рекомендовать способ линейного согласованного управления.

Точное определение статических и динамических характеристик системы УВ—ИД представляет собой сложную задачу, поскольку процессы, происходящие в УВ, в большинстве случаев описываются нелинейными дифференциальными уравнениями. Основными нелинейностями УВ являются: нелинейная зависимость между выпрямленным напряжением и углом регулирования, дискретный характер

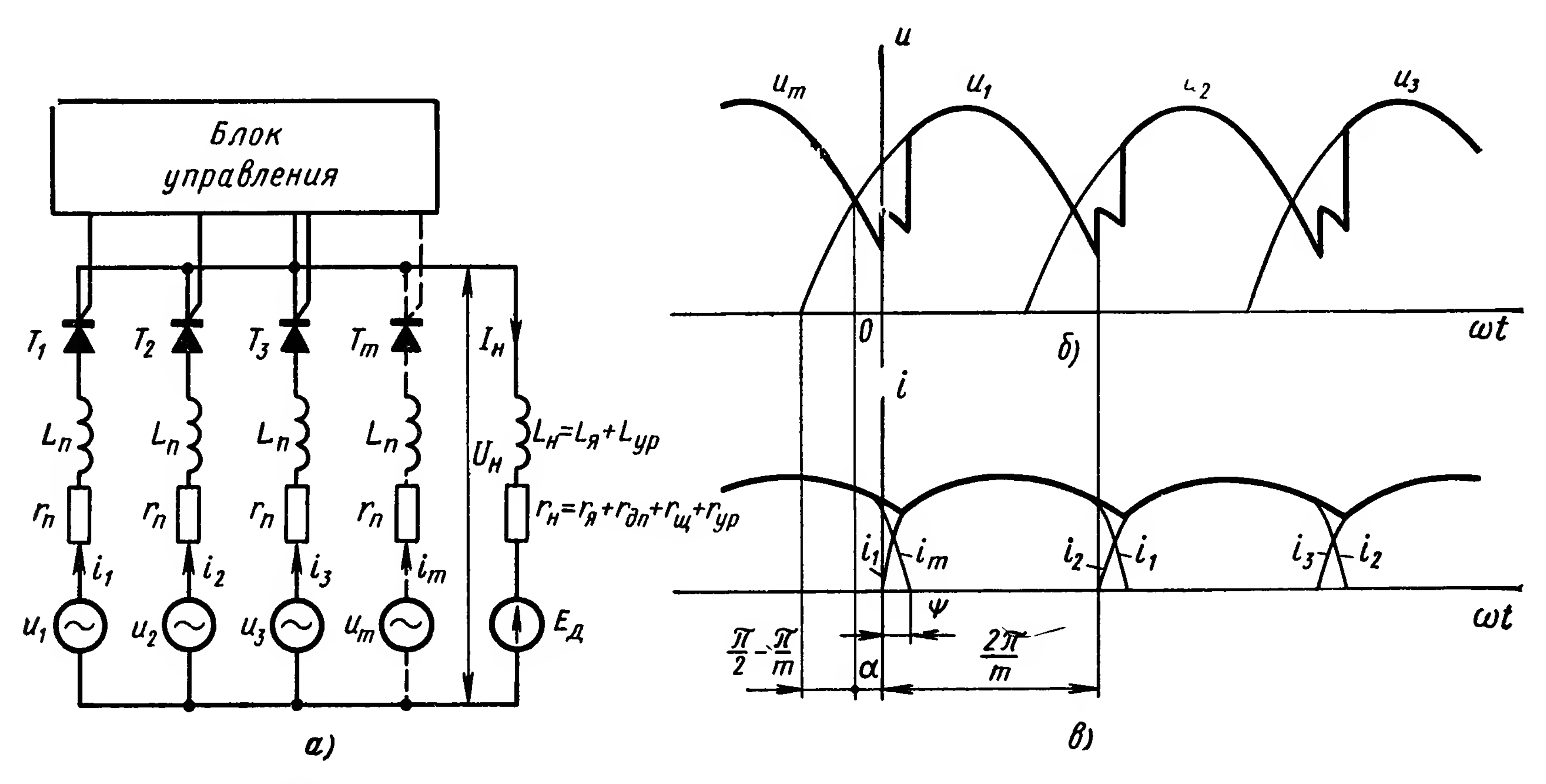


Рис. II.16. Эквивалентная схема УВ, работающего на исполнительный двигатель постоянного тока независимого возбуждения и диаграммы напряжения и тока в установившемся режиме:

а — эквивалентная схема; *б* — диаграмма напряжения; *в* — диаграмма тока

работы выпрямителя, различный характер процессов включения и выключения тиристоров и т. д. В ряде работ [7], [12], [18] даны приближенные решения уравнений, характеризующих систему УВ—ИД и позволяющих определить ее статические и динамические характеристики.

Рассмотрим процессы, происходящие при работе УВ на электродвигатель постоянного тока независимого возбуждения. Схема замещения тиристорного m-фазного УВ показана на рис. II.16, *а*, а диаграммы напряжений на рис. II.16, *б*. На схеме приняты следующие обозначения:

T_1; T_2; T_3; ...; T_m — тиристоры; их включение осуществляется от блока управления;

$L_п$ — индуктивность фазы питающей сети;

$r_п$ — активное сопротивление фазы питающей сети;

$u_1(t)$, $u_2(t)$,... — мгновенные значения напряжения фаз питающей сети;

$i_1(t)$, $i_2(t)$,... — мгновенные значения токов фаз питающей сети;

$L_н$ — индуктивность в цепи выпрямленного тока;
$L_{ур}$ — индуктивность уравнительных дросселей;
$r_н$ — активное сопротивление в цепи выпрямленного тока;
$r_{д.п}$ — активное сопротивление дополнительных полюсов;
$r_щ$ — активное сопротивление щеточного контакта;
$r_{ур}$ — активное сопротивление уравнительного дросселя;
$i_н(t)$ — мгновенное значение выпрямленного тока;
$u_н(t)$ — мгновенное значение выпрямленного напряжения;
$E_д$ — противо-э. д. с. И. Д.

При анализе электромагнитных процессов системы УВ—ИД принимаем следующие допущения: характеристики тиристоров идеальны, параметры питающей сети и цепи нагрузки постоянны и не зависят от режима работы, ток ИД непрерывен.

При работе УВ на нагрузку в установившемся режиме и условии непрерывности тока нагрузки можно выделить два основных режима его работы:

режим коммутации, в котором ток проводят два тиристора и длительность которого определяется временем коммутации ψ; рабочий режим, в котором ток проводит один тиристор и длительность которого равна $\frac{2\pi}{m}-\psi$.

В этих двух режимах система УВ—ИД описывается следующими уравнениями:

1. Режим коммутации $(0<\omega t<\psi)$

$$\left.\begin{aligned} L_п\frac{di_m(t)}{dt}+r_пi_m(t)+L_н\frac{di_н(t)}{dt}+r_нi_н(t)&=u_m(t)-E_д;\\ L_п\frac{di_1(t)}{dt}+r_пi_1(t)+L_н\frac{di_н(t)}{dt}+r_нi_н(t)&=u_1(t)-E_д;\\ i_m(t)+i_1(t)&=i_н(t). \end{aligned}\right\} \qquad (II.26)$$

2. Рабочий режим $\left(\psi<\omega t<\frac{2\pi}{m}\right)$

$$(L_п+L_н)\frac{di_н(t)}{dt}+(r_п+r_н)\,i_н(t)=u_1(t)-E_д.$$

В этих уравнениях имеем:

$$u_1(t)=E_m\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{m}+\alpha\right);$$

$$u_m(t)=E_m\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{m}+\alpha\right).$$

Из рис. II.16, *б* видно, что наличие явления коммутации уменьшает величину выпрямленного напряжения при том же угле регулирования по сравнению с режимом холостого хода. Мгновенное зна-

чение падения напряжения в период коммутации равно полуразности мгновенных значений напряжений фаз, проводящих ток в этом режиме:

$$\Delta u(t) = \frac{u_1(t) - u_m(t)}{2},$$

где $\Delta u(t)$ — мгновенное значение падения напряжения в режиме коммутации.

Вычитая первое уравнение системы (II.26) из второго, получим

$$u_1(t) - u_m(t) = L_п \frac{di_1(t)}{dt} + r_п i_1(t) - L_п \frac{di_m(t)}{dt} - r_п i_m(t).$$

Среднее значение падения выпрямленного напряжения УВ из-за наличия режима коммутации равно

$$\Delta U_{ср} = \frac{m}{2\pi} \int_0^{\psi} \frac{u_1(t) - u_m(t)}{2} d\omega t = \frac{m}{4\pi} \int_0^{\psi} \left[L_п \frac{di_1(t)}{dt} + r_п i_1(t) - \right.$$

$$\left. - L_п \frac{di_m(t)}{dt} - r_п i_m(t) \right] d\omega t, \qquad \text{(II.27)}$$

где $\Delta U_{ср}$ — среднее значение падения напряжения из-за наличия режима коммутации.

Пренебрегая активным сопротивлением фазы питающей сети, а также принимая, что $i_1\left(\frac{\psi}{\omega}\right) = i_m(0) = I_н$; $i_1(0) = i_m\left(\frac{\psi}{\omega}\right) = 0$, где $I_н$ — среднее значение выпрямленного тока, из выражения (II.27) получим

$$\Delta U_{ср} = \frac{m}{2\pi} \omega L_п.$$

С учетом падения напряжения на активном сопротивлении фазы питающей сети выражение для среднего выпрямленного напряжения нагруженного УВ имеет вид

$$U_н = E_m \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha - \left(\frac{m}{2\pi} \omega L_п + r_п \right) I_н. \qquad \text{(II.28)}$$

Выражение $\frac{m}{2\pi} \omega L_п + r_п = r_ф$ представляет собой фиктивное активное сопротивление управляемого выпрямителя, учитывающее падение напряжения из-за наличия режима коммутации, а равенство (II.28) определяет внешнюю характеристику управляемого выпрямителя $U_н = f(I_н)$ при $\alpha = \mathrm{const}$, или статическую характеристику $U_н = f(\alpha)$ при $I_н = \mathrm{const}$.

Приведенные соотношения могут нарушаться при существенном снижении тока нагрузки и уменьшении угла регулирования до некоторого граничного значения, при котором величина противо-э. д. с. электродвигателя превысит мгновенное значение напряжения на тиристоре. При этом в системе УВ—ИД возникает режим прерывистых токов, а внешняя и статическая характеристики системы изменяют свой вид. Однако, учитывая то, что режим прерывистых токов соответствует очень малым значениям тока нагрузки (единицы процента

от номинального значения), а соответствующие меры при проектировании системы управления тиристорами позволяют избежать уменьшения угла регулирования меньше предельного значения, можно считать, что в системе УВ—ИД режим прерывистых токов отсутствует. В реверсивном УВ с линейным согласованным управлением группами тиристоров всегда протекает уравнительный ток. Это обстоятельство вообще исключает возможность возникновения режима прерывистых токов. Семейство внешних характеристик УВ при различных значениях α показано на рис. II.17, а статическая характеристика на рис. II.18. Из этих рисунков видно, что внешняя и статическая характеристики системы реверсивный УВ—ИД аналогичны соответствующим характеристикам системы ЭМУ—ИД.

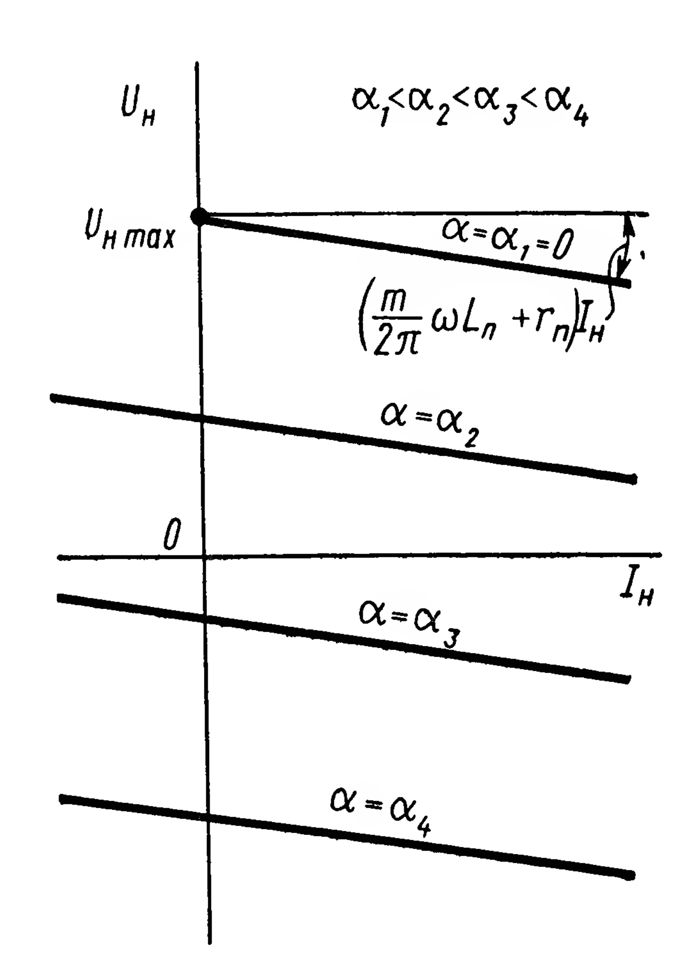


Рис. II.17. Внешняя характеристика системы УВ—ИД. Максимальное выпрямленное напряжение

$$U_{н\,max}=E_m\frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}$$

В случае, если мощность источника питания значительно превышает мощность исполнительного электродвигателя (на порядок и больше), величинами индуктивности и активного сопротивления источника питания можно пренебречь. Тогда выражение (II.28) принимает вид (II.23).

При нелинейном согласованном управлении реверсивным УВ линейность его характеристик нарушается, что проявляется в появлении излома во внешней характеристике в области малых токов и появлении зоны нечувствительности в статической характеристике.

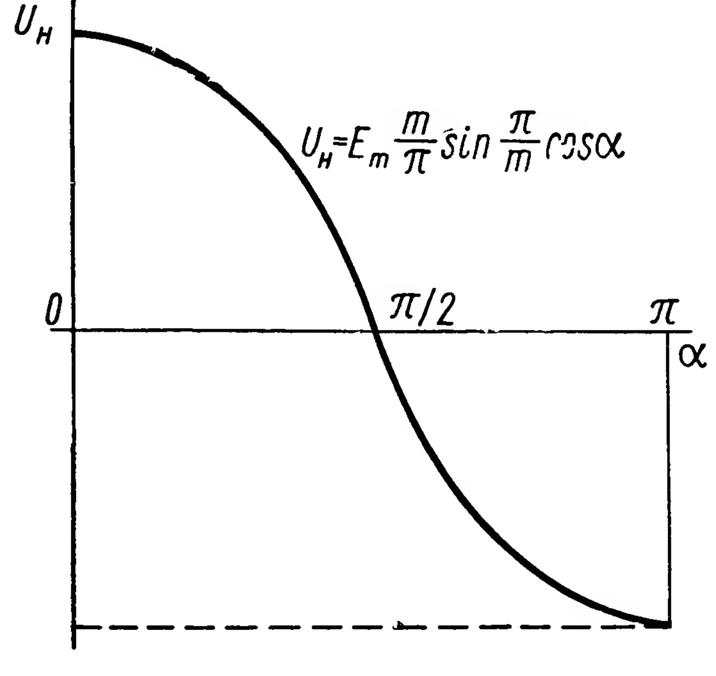


Рис. II.18. Статическая характеристика системы УВ—ИД

Большой интерес представляют динамические характеристики УВ как элемента следящего привода. Точное их определение затруднено из-за некоторых особенностей УВ. Одна из этих особенностей связана с дискретным характером работы УВ. Действительно, отпирание тиристоров осуществляется в определенные промежутки времени, определяемые частотой питающей сети и количеством фаз выпрямителя. При этом в момент изменения управляющего сигнала меняется период дискретности, причем величина изменения периода зависит как от величины, на которую меняется управляющий сигнал, так и от момента времени, в который это происходит, т. е. от величины угла регулирования перед изменением управляющего сигнала. Это обстоятельство не позволяет в общем случае использовать для ана-

лиза динамических свойств УВ методы теории линейных импульсных систем. Вторая особенность УВ определяется неполной управляемостью тиристоров управляемого выпрямителя. Эта особенность вызывает зависимость времени переходного процесса изменения выходного напряжения от полярности и величины управляющего сигнала. Однако в [12] показано, что дискретность УВ не вносит фазового сдвига в управляющий сигнал до определенной частоты его изменения, называемой граничной. Граничная частота определяется из выражения $f_{гр}=\frac{\omega m}{4\pi}$. Там же показано, что неполная управляемость тиристоров проявляется только при скорости изменения управляющего сигнала, большей некоторого значения, зависящего от частоты питающей сети. При скорости изменения угла регулирования меньшей, чем круговая частота питающей сети, т. е. при $\frac{d\alpha(t)}{dt}<\omega$ УВ может рассматриваться как безынерционное звено. Ограничение скорости изменения управляющего напряжения может быть достигнуто за счет включения на входе блока управления апериодического звена с постоянной времени $T_у \geqslant \frac{2}{\omega}$.

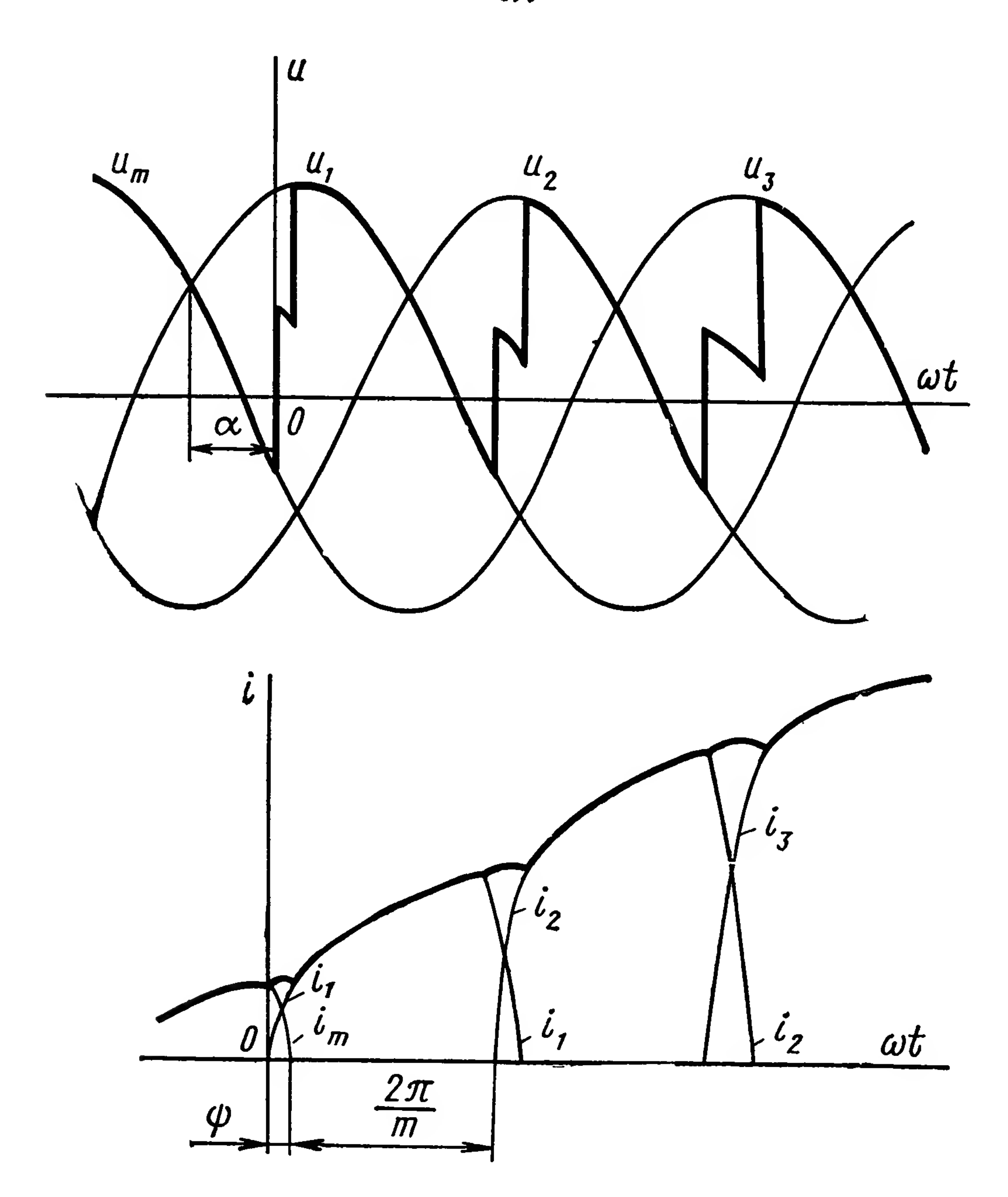


Рис. II.19. Диаграммы напряжения и тока системы УВ—ИД в режиме нарастания тока двигателя при постоянном угле регулирования

В реверсивном управляемом выпрямителе с согласованным управлением группами тиристоров наличие апериодического звена с такой постоянной времени оказывается также необходимым с целью ограничения динамических уравнительных токов, что отмечалось выше. Поэтому реверсивный УВ с согласованным управлением можно считать безынерционным вплоть до граничной частоты $f_{гр}$. Такой вывод позволяет при реализации СП на базе системы УВ—ИД пользоваться линейными методами теории автоматического регулирования.

Для определения динамических характеристик системы УВ—ИД, рассмотрим процесс нарастания тока (рис. II.19) в заторможенном ИД, работающем от УВ при постоянном угле регулирования. При увеличении тока нагрузки происходит увеличение угла коммутации.

Пренебрегая величиной $r_п$, для периода коммутации можно записать систему уравнений, описывающую электромагнитные процессы в системе УВ—ИД:

$$\left.\begin{aligned} &L_п \frac{di_m(t)}{dt} + L_н \frac{di_н(t)}{dt} + r_н i_н(t) = u_m(t); \\ &L_п \frac{di_1(t)}{dt} + L_н \frac{di_н(t)}{dt} + r_н i_н(t) = u_1(t); \\ &i_1(t) + i_m(t) = i_н(t). \end{aligned}\right\} \qquad (II.29)$$

Исключая из системы (II.29) токи тиристоров получим:

$$\left(L_н + \frac{L_п}{2}\right) \frac{di_н(t)}{dt} + r_н i_н(t) = \frac{u_1(t) + u_m(t)}{2}. \qquad (II.30)$$

Для зоны проводимости одного тиристора имеем следующее уравнение:

$$(L_н + L_п) \frac{di_н(t)}{dt} + r_н i_н(t) = u_1(t). \qquad (II.31)$$

Поскольку величина угла коммутации ψ зависит от величины выпрямленного тока, точное решение уравнений (II.30) и (II.31) затруднительно. В работе [18] дано их приближенное решение, сделанное в предположении, что изменение тока за интервал проводимости тиристора мало по сравнению с абсолютным значением тока. Решение этого уравнения имеет вид

$$(L_н + L_п) \frac{dI_н(t)}{dt} + \left(r_н + r_п + \frac{m}{2\pi} \omega L_п\right) I_н(t) = E_m \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha(t).$$

Вводя обозначения

$$(L_н + L_п) = L_ц;$$

$$\left(r_н + r_п + \frac{m}{2\pi} \omega L_п\right) = r_д,$$

найдем уравнение системы УВ—ИД при заторможенном двигателе:

$$L_ц \frac{dI_н(t)}{dt} + r_д I_н(t) = E_m \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha(t), \qquad (II.32)$$

где $L_ц$ — суммарная индуктивность силовой цепи, управляемого выпрямителя и исполнительного электродвигателя;

$r_д$ — суммарное активное сопротивление силовой цепи, управляемого выпрямителя и исполнительного электродвигателя.

Полученное выражение (II.32) является уравнением, связывающим ток и напряжение системы УВ—ИД в режиме непрерывных токов. Оно показывает, что в линейном приближении силовая часть системы УВ—ИД при заторможенном двигателе эквивалентна апериодическому звену. Режим прерывистых токов не оказывает особого влияния на динамические характеристики системы, поскольку, как уже отмечалось, он характерен лишь для очень малых значений токов, а при согласованном управлении реверсивным управляемым выпрямителем вообще отсутствует. При источнике питания большой мощности

(на порядок превышающей мощность исполнительного электродвигателя) величинами r_n и L_n можно пренебречь и тогда $L_ц = L_н$ и $r_ц = r_н$. Для определения передаточной функции системы УВ—ИД при незаторможенном ИД с учетом блока управления тиристорами составим систему дифференциальных уравнений в виде, преобразованном по Лапласу.

1. Уравнение блока управления

$$\alpha(s) = \arccos \frac{k_у}{1 + T_у s} U_у(s), \tag{II.33}$$

где $U_у(s)$ — напряжение на входе блока управления;
$T_у$ — постоянная времени апериодического звена на входе блока управления;
$k_у$ — коэффициент усиления блока управления.

Арккосинусоидальная зависимость между углом регулирования и напряжением управления на входе блока управления характерна для управляющих устройств, использующих в качестве опорного напряжения напряжение питающей сети. Апериодическое звено с постоянной времени $T_у$ вводится, как указывалось выше, на входе блока управления для ограничения динамического уравнительного тока в реверсивном УВ с согласованным управлением группами тиристоров. Величина $T_у$ составляет 0,007—0,01 с.

2. Уравнение силовой цепи системы УВ—ИД

$$L_ц s I_н(s) + r_д I_н(s) + c_e \Omega_д(s) = E_m \frac{m}{\pi} \sin\frac{\pi}{m} \cos\alpha(s). \tag{II.34}$$

3. Уравнение моментов на валу исполнительного электродвигателя

$$J s \Omega_д(s) = M_д(s) + M_{вд}(s). \tag{II.35}$$

4. Уравнение электромагнитного момента, развиваемого исполнительным электродвигателем

$$M_д(s) = c_м I_н(s). \tag{II.36}$$

Решая совместно уравнения (II.33)—(II.36), получим

$$c_e(1 + T_р s + \tau_{кз} T_р s^2)(1 + T_у s)\,\Omega_д(s) = E_m \frac{m}{\pi} \sin\frac{\pi}{m} k_у U_у(s) +$$
$$+ \frac{r_д}{c_м}(1 + T_у s)(1 + \tau_{кз} s) M_{вд}(s). \tag{II.37}$$

Обозначим:

$$\begin{aligned} A(s) &= (1 + T_р s + \tau_{к.з} T_р s^2)(1 + T_у s); \\ B(s) &= (1 + \tau_{к.з} s)(1 + T_у s). \end{aligned} \tag{II.38}$$

Тогда уравнение силовой части системы УВ—ИД примет вид

$$c_e A(s)\,\Omega_д(s) = E_m \frac{m}{2\pi} \sin\frac{\pi}{m} k_у U_у(s) + \frac{r_д}{c_м} B(s) M_{вд}(s). \tag{II.39}$$

В уравнениях (II.33)—(II.39) кроме постоянной времени $\tau_{к.з} = \frac{L_ц}{r_д}$ использованы обозначения, принятые ранее.

4. УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО ТОКА ОТ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО УСИЛИТЕЛЯ ПУТЕМ ИЗМЕНЕНИЯ ПОТОКА ВОЗБУЖДЕНИЯ

В некоторых случаях управление скоростью двигателя производится путем изменения потока возбуждения при малоизменяющемся токе якоря. Наиболее распространенный способ управления реализуется схемой, в которой якорь электродвигателя соединен последовательно с обмоткой возбуждения, а изменение момента электродвигателя и его направления осуществляется перераспределением тока

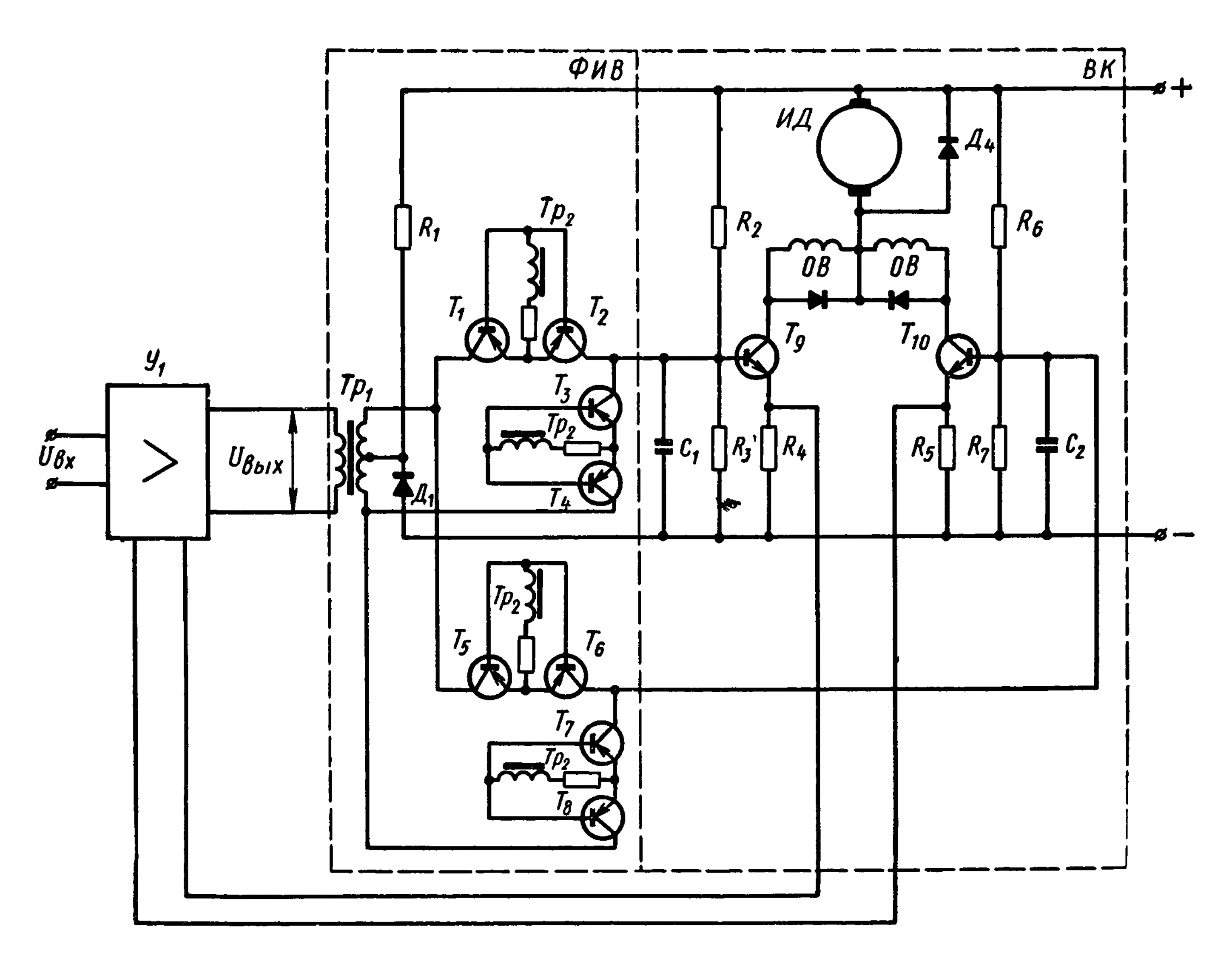


Рис. II.20. Принципиальная схема выходного каскада транзисторного усилителя для регулирования потока возбуждения исполнительного двигателя

в двух полуобмотках возбуждения. Суммарный ток якоря в этом случае для обеспечения линейности зависимости момента ИД от управляющего сигнала должен мало меняться.

На рис. II.20 приведена схема выходного каскада ТУ, предназначенного для управления двигателем путем изменения потока возбуждения. Выходной каскад этого усилителя выполнен по двухтактной схеме постоянного тока на триодах T_9 и T_{10}, в цепи коллекторов которых последовательно включены обмотки возбуждения электродвигателя и цепь его якоря.

При такой схеме исключается возможность появления токов короткого замыкания через триоды выходного каскада благодаря тому, что в цепь каждого триода включена омическая нагрузка. Это обстоятельство определяет не только большую простоту, но и большую надежность схемы по сравнению с приведенными на рис. II.13 и II.14.

Выходное напряжение усилителя $У_1$ подается на выходной каскад через фазочувствительный выпрямитель ФЧВ.

Смещение начального тока ИД с помощью делителя $R_1Д_1$, а также отрицательная обратная связь по току, которая подается с сериесных сопротивлений R_4, R_5, уменьшает изменения тока якоря в зависимости от изменения скорости ИД и входного сигнала $И_{вх}$.

Работа триодов выходного каскада в схеме возможна как в режиме классов А, АВ, так и в режиме переключения. В последнем случае выходной каскад может быть построен по схеме с ШИМ, аналогично схеме, приведенной на рис. II.13 и II.14.

Недостатком этой схемы является то, что она не позволяет использовать реверсивный электродвигатель постоянного тока независимого возбуждения, так как требует применения нагрузки со средней точкой. Вследствие этого данная схема используется только для управления электродвигателями последовательного возбуждения.

5. УПРАВЛЕНИЕ СЕРИЕСНЫМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО ТОКА ОТ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО УСИЛИТЕЛЯ

Реализация привода с высокими динамическими характеристиками на базе сериесного исполнительного электродвигателя с одной обмоткой возбуждения затруднена, так как такой электродвигатель неустойчиво работает на участке торможения из-за самовозбуждения электродвигателя в этом режиме. Задача управляемого торможения сериесного электродвигателя может быть достаточно просто решена, если его обмотка возбуждения будет выполнена из двух полуобмоток. Изменение направления вращающего момента такого электродвигателя осуществляется подключением к силовому преобразователю последовательно соединенных якоря и той или другой полуобмотки возбуждения, что позволяет изменять направление потока возбуждения без изменения направления тока якоря.

Большинство приводов на базе сериесного электродвигателя строится либо по схеме управляемый выпрямитель (УВ) — сериесный электродвигатель с расщепленной обмоткой возбуждения (СД) при наличии силовой питающей сети переменного тока, либо по схеме тиристорный преобразователь с принудительной коммутацией ТП — СД при наличии силовой сети постоянного тока. В том и другом случаях использование сериесного электродвигателя с расщепленной обмоткой возбуждения дает силовой части привода ряд преимуществ по сравнению с системой тиристорный усилитель — электродвигатель постоянного тока независимого возбуждения. Эти преимущества следующие.

1. Схемы реверсивных тиристорных усилителей, работающих на СД с расщепленной обмоткой возбуждения, обладают большей простотой и надежностью. В управляемом выпрямителе группы тиристоров в этом случае включены навстречу друг другу, что исключает контур для протекания уравнительного тока. В тиристорном преобразователе с принудительной коммутацией исключается возможность появления сквозных токов.

2. Упрощается блок управления, так как сокращается количество силовых тиристоров.

3. Обмотки возбуждения и якорь СД могут быть зашунтированы буферными диодами, что повышает эффективность тиристорного усилителя.

4. Не требуется специального источника для питания обмотки возбуждения.

5. Механические характеристики привода на базе СД отмечаются повышенными пусковыми моментами.

6. Энергетические характеристики СД, питающегося от тиристорного усилителя напряжением с большими пульсациями, близки к характеристикам при его питании постоянным током.

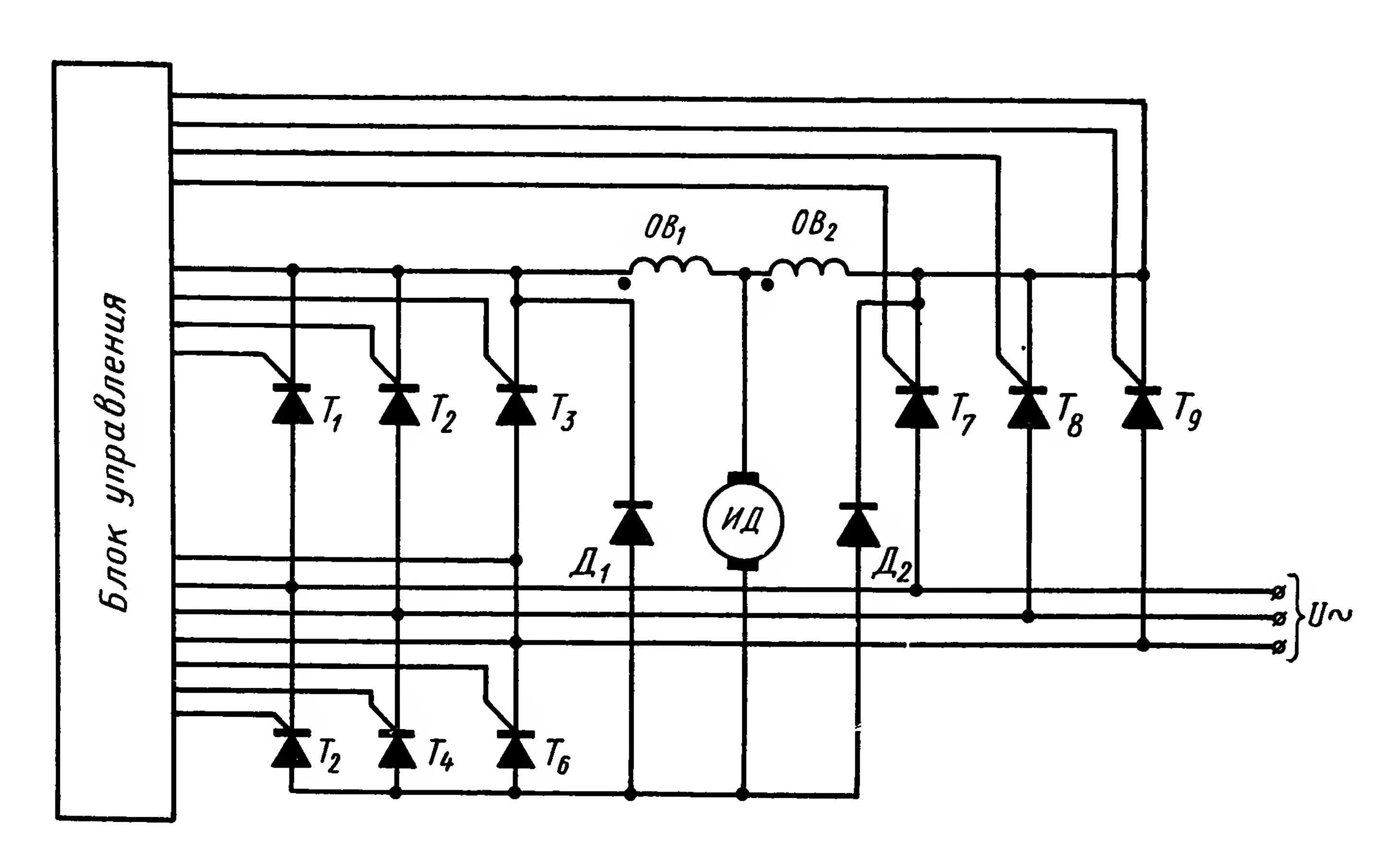


Рис. II.21. Принципиальная схема системы управляемый выпрямитель — сериесный двигатель с расщепленной обмоткой возбуждения

Принципиальная схема силовой части привода, выполненная на базе УВ и СД, приведена на рис. II.21. Управляемый выпрямитель содержит две группы тиристоров, каждая из которых обеспечивает вращение электродвигателя в одном направлении. Первая группа состоит из тиристоров T_1 — T_6, а вторая — из тиристоров T_7 — T_9, T_2, T_4, T_6. Параллельно каждой группе тиристоров включены буферные диоды $Д_1$ и $Д_2$. Включение тиристоров УВ осуществляется от блока управления. Исполнительный электродвигатель содержит две полуобмотки OB_1 и OB_2.

Принципиальная схема силовой части привода, выполненная на базе ТП и СД, приведена на рис. II.22, *а*. Регулирование скорости *СД* осуществляется изменением отношения $\gamma = \frac{t_1}{\tau}$ длительности времени t_1, в течение которого он подключен к силовой сети, и длительности периода широтноимпульсной модуляции τ.

Подключение СД к питающей сети осуществляется включением силовых тиристоров T_1 или T_3 в зависимости от необходимого направления вращения. Гашение силовых тиристоров и, следовательно, отключение электродвигателя от сети осуществляется включением

вспомогательных тиристоров T_2 и T_6, которые подключают к силовым тиристорам предварительно заряженный конденсатор C_1. Предварительный заряд конденсатора осуществляется по цепи: плюс источника питания — транзистор T_5 — резистор R_2 — конденсатор C_1 — транзистор T_4 — резистор R_1 — диод $Д_3$ — минус источника питания. Якорь двигателя и обмотки возбуждения зашунтированы буферными диодами $Д_1$, $Д_2$ и $Д_4$. Диаграммы напряжений, характеризующих работу схемы, приведены на рис. II.22, *б*.

Рассмотрим статические и динамические характеристики силовой части следящего привода с сериесным электродвигателем на примере системы УВ—СД для случая раздельного способа управления группами тиристоров, т. е. при отсутствии начального тока якоря.

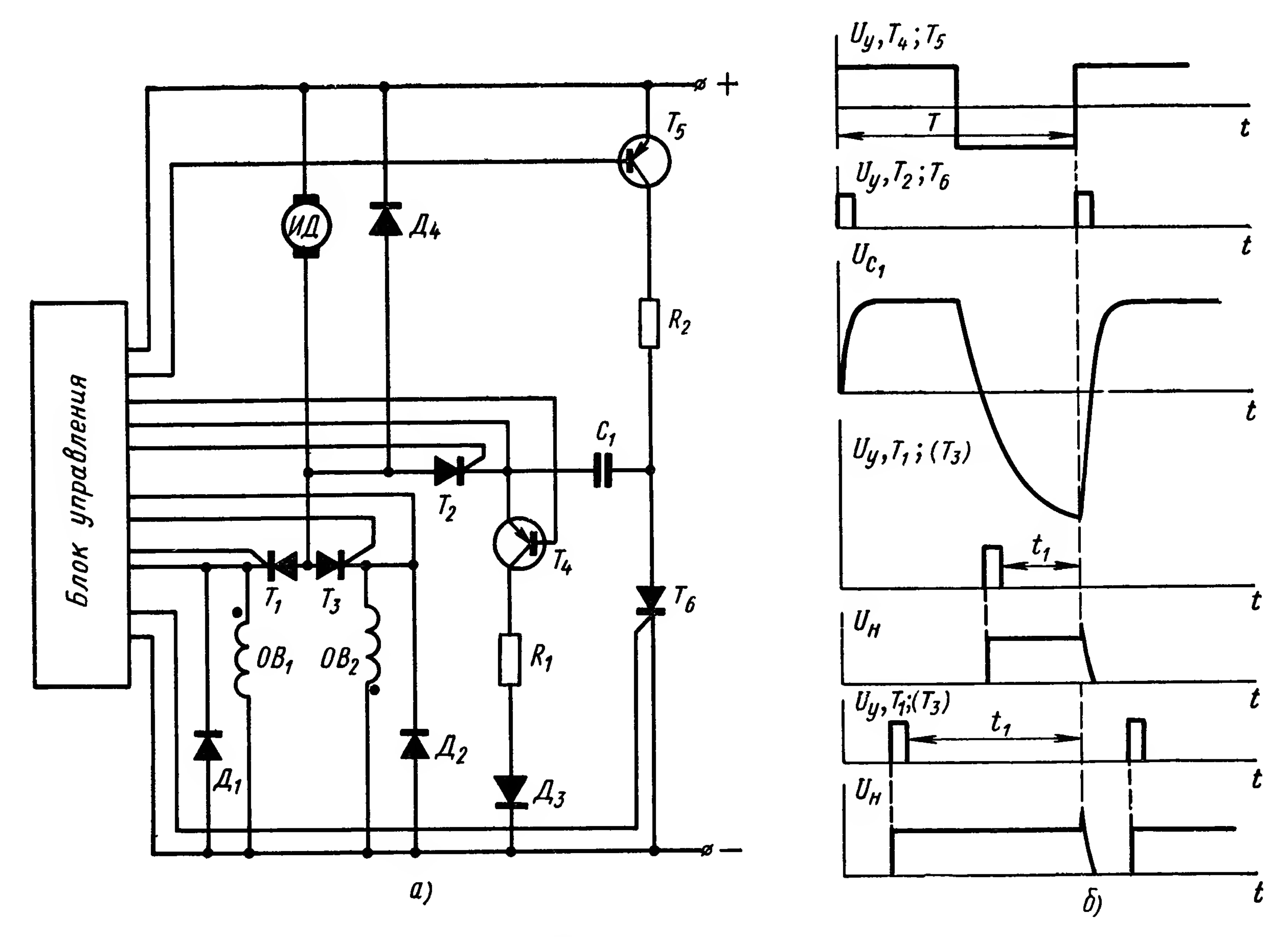


Рис. II.22. Принципиальная схема и диаграммы напряжений системы тиристорный преобразователь с принудительной коммутацией — сериесный двигатель с расщепленной обмоткой возбуждения

При анализе электромагнитных процессов в системе УВ—СД примем следующие допущения:

падение напряжения на диодах в прямом направлении и тиристорах во включенном состоянии равно нулю;

сопротивление тиристоров в выключенном состоянии и диодов при приложении к ним обратного напряжения бесконечно велико;

параметры СД не зависят от режима его работы;

переключение тиристоров осуществляется мгновенно;

кривая намагничивания СД имеет два участка — ненасыщенный, где магнитная индукция линейно зависит от тока возбуждения и для которого справедливы соотношения:

$$E_д = c_e^* I_в \Omega_д; \quad M_д = c_м^* I_в I_я, \qquad (II.40)$$

где $I_в$ — среднее значение тока возбуждения СД;

$I_я$ — среднее значение тока якоря СД;

c_e^* — коэффициент противо-э. д. с. ненасыщенного СД;

$c_м^*$ — коэффициент пропорциональности между током и моментом, развиваемым ненасыщенным СД,

и насыщенный, где магнитная индукция максимальна и который характеризуется соотношениями:

$$E_д = c_e\Omega_д;\quad M_д = c_м I_я; \tag{II.41}$$

взаимоиндукция между обмотками возбуждения и обмоткой якоря исполнительного электродвигателя отсутствует;

ток исполнительного электродвигателя непрерывен.

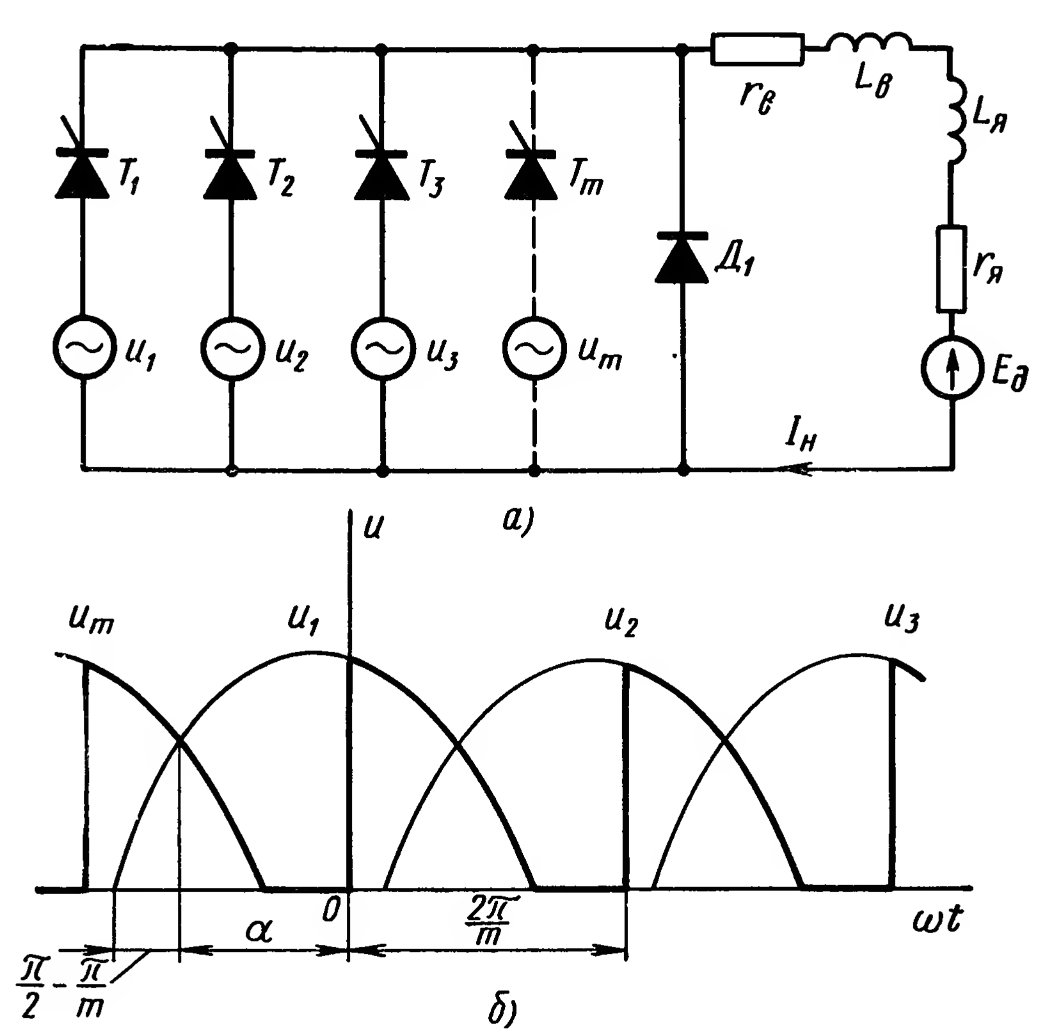


Рис. II.23. Эквивалентная схема и диаграммы напряжения системы УВ—СД в режиме разгона СД:

а — эквивалентная схема; *б* — диаграмма напряжения

Особенностью рассматриваемой системы является различный характер электромагнитных процессов в режиме разгона и торможения, а также при различных углах регулирования. Эквивалентная схема и диаграммы напряжений системы УВ—СД при разгоне двигателя приведены на рис. II.23, *а, б,* а при торможении — на рис. II.24, *а, б.*

При разгоне СД в диапазоне углов регулирования $\frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{m} < \alpha < \frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{m}$ уравнение для тока СД в интервале проводимости тиристора, т. е. при $0 < \omega t < \frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{m}-\alpha$, имеет вид

$$(L_в+L_я)\frac{di'_н(t)}{dt}+(r_в+r_я)\,i'_н(t)+E_д = E_m\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{m}+\alpha\right). \tag{II.42}$$

В интервале $\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{m}-\alpha < \omega t < \frac{2\pi}{m}$ тиристоры заперты и ток СД протекает через буферный диод. При этом имеем уравнение

$$(L_в+L_я)\frac{di''_н(t)}{dt}+(r_в+r_я)\,i''_н(t)+E_д = 0, \tag{II.43}$$

где $L_в$; $L_я$ — соответственно индуктивность обмотки возбуждения и обмотки якоря;

$i'_н(t)$; $i''_н(t)$ — соответственно мгновенные значения тока СД в интервале проводимости тиристора и интервале проводимости диода;

$r_в$; $r_я$ — соответственно активное сопротивление обмотки возбуждения и обмотки якоря СД.

Решая уравнения (II.42) и (II.43) при $\alpha = \text{const}$, получим среднее значение тока СД в режиме разгона и диапазоне изменения угла регулирования $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} < \omega t < \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}$

$$I_н = I_в = I_я = \frac{mE_m\left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha\right)\right]}{2\pi(r_в + r_я)} - \frac{E_д}{r_в + r_я}. \quad (II.44)$$

Решая совместно уравнения (II.40) и (II.44), найдем выражения для средних значений тока и момента, развиваемого ненасыщенными

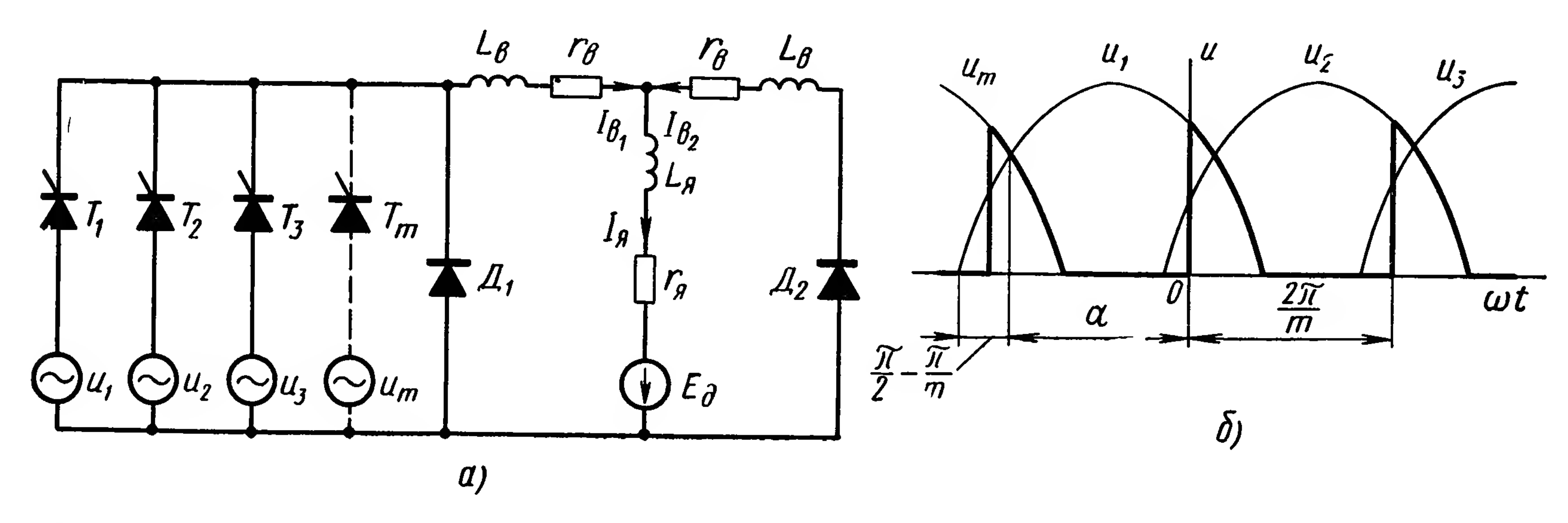


Рис. II.24. Эквивалентная схема и диаграмма напряжений системы УВ—СД в режиме торможения СД:

а — эквивалентная схема; *б* — диаграмма напряжения

СД, в режиме разгона в рассматриваемом диапазоне углов регулирования:

$$I_в = I_я = \frac{mE_m\left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha\right)\right]}{2\pi(r_в + r_я + c_e^*\Omega_д)},$$

$$M_д = c_м^*\left\{\frac{mE_m\left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha\right)\right]}{2\pi(r_в + r_я + c_e^*\Omega_д)}\right\}^2. \quad (II.45)$$

Решая совместно уравнения (II.41) и (II.44), определим те же выражения для насыщенного СД:

$$I_н = I_в = I_я = \frac{mE_m\left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha\right)\right] - c_e\Omega_д}{2\pi(r_в + r_я)}; \quad (II.46)$$

$$M_д = c_м\frac{mE_m\left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha\right)\right] - c_e\Omega_д}{2\pi(r_в + r_я)}. \quad (II.47)$$

В диапазоне углов регулирования $0 < \alpha < \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}$ буферный диод не работает и уравнение системы УВ—СД в режиме разгона СД имеет вид

$$(L_в+L_я)\frac{di_н(t)}{dt}+(r_в+r_я)\,i_н(t)=E_m\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{m}+\alpha\right)-E_д.$$

Среднее значение тока и момента ненасыщенного СД определяется при этом из выражений:

$$I_н=I_в=I_я=\frac{E_m\frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}\cos\alpha}{r_в+r_я+c_e^*\Omega_д}; \qquad (II.48)$$

$$M_д=c_м^*\left(\frac{E_m\frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}\cos\alpha}{r_в+r_я+c_e^*\Omega_д}\right)^2. \qquad (II.49)$$

Для насыщенного СД эти выражения имеют вид:

$$I_н=I_в=I_я=\frac{E_m\frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}\cos\alpha-c_e\Omega_д}{r_в+r_я}; \qquad (II.50)$$

$$M_д=c_м\left(\frac{E_m\frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}\cos\alpha-c_e\Omega_д}{r_в+r_я}\right). \qquad (II.51)$$

Рассмотрим режим торможения СД.

Эквивалентная схема и диаграмма напряжений системы УВ—СД с буферными диодами в этом режиме приведены на рис. II.24, *а*, *б*. В диапазоне углов регулирования $\frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{m}<\alpha<\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{m}$ и интервале времени, на котором открыты тиристоры УВ, электромагнитные процессы в системе УВ—СД описываются следующими уравнениями:

$$\left.\begin{aligned}
&L_в\frac{di'_{в_1}(t)}{dt}+r_в i'_{в_1}(t)+L_я\frac{di'_я(t)}{dt}+r_я i'_я(t)-M\frac{di'_{в_2}(t)}{dt}-E_д=\\
&\qquad=E_m\sin\left(\omega t+\frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{m}+\alpha\right);\\
&L_в\frac{di'_{в_2}(t)}{dt}+r_в i'_{в_2}(t)+L_я\frac{di'_я(t)}{dt}+r_я i'_я(t)-M\frac{di'_{в_1}(t)}{dt}-E_д=0;\\
&i'_{в_1}(t)+i'_{в_2}(t)=i'_я(t);\\
&i'_{в_1}(t)-i'_{в_2}(t)=i'_в(t),
\end{aligned}\right\} \qquad (II.52)$$

где M — взаимоиндуктивность между обмотками возбуждения.

В интервале проводимости диодов уравнения системы УВ—СД имеют вид:

$$\left.\begin{aligned}
&L_в\frac{di''_{в_1}(t)}{dt}+r_в i''_{в_1}(t)+L_я\frac{di''_я(t)}{dt}+r_я i''_я(t)-M\frac{di''_{в_2}(t)}{dt}-E_д=0;\\
&L_в\frac{di''_{в_2}(t)}{dt}+r_в i''_{в_2}(t)+L_я\frac{di''_я(t)}{dt}+r_я i''_я(t)-M\frac{di''_{в_2}(t)}{dt}-E_д=0;\\
&i''_{в_1}(t)+i''_{в_2}(t)=i''_я(t);\\
&i''_{в_1}(t)-i''_{в_2}(t)=i''_в(t),
\end{aligned}\right\} \qquad (II.53)$$

где $i'_я(t)$, $i'_{в_1}(t)$, $i'_{в_2}(t)$, $i'_в(t)$ — соответственно мгновенные значения тока якоря, тока первой полуобмотки возбуждения, тока второй полуобмотки возбуждения и тока возбуждения СД в интервале проводимости тиристора; $i''_я(t)$, $i''_{в_1}(t)$, $i''_{в_2}(t)$, $i''_в(t)$ — соответственно мгновенные значения тока якоря, тока первой полуобмотки возбуждения, тока второй полуобмотки возбуждения и тока возбуждения СД в интервале проводимости диода.

Суммируя первые и вторые уравнения систем уравнений (II.52) и (II.53) и учитывая остальные уравнения этих систем, получим:

$$\left.\begin{aligned}&(L_в - M + 2L_я)\frac{di'_я(t)}{dt} + (r_в + 2r_я)\, i'_я(t) - 2E_д = \\ &\qquad = E_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha\right);\\ &(L_в - M + 2L_я)\frac{di''_я(t)}{dt} + (r_в + 2r_я)\, i''_я(t) - 2E_д = 0.\end{aligned}\right\} \quad (II.54)$$

Решая уравнения (II.54) при $\alpha = \mathrm{const}$, получим, что среднее значение тока якоря в режиме торможения и диапазоне углов регулирования $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} < \alpha < \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}$ равно:

$$I_я = \frac{mE_m\left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha\right)\right]}{2\pi (r_в + 2r_я)} + \frac{2E_д}{r_в + 2r_я}. \quad (II.55)$$

Для определения тока возбуждения СД в режиме торможения вычтем вторые уравнения систем уравнений (II.52) и (II.53) из первых. Учитывая остальные уравнения этих систем, найдем:

$$\left.\begin{aligned}&(L_в + M)\frac{di'_в(t)}{dt} + r_в i'_в(t) = E_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha\right);\\ &(L_в + M)\frac{di''_в(t)}{dt} + r_в i''_в(t) = 0.\end{aligned}\right\} \quad (II.56)$$

Решая уравнения системы (II.56) при $\alpha = \mathrm{const}$, получим, что среднее значение тока возбуждения СД в режиме торможения и диапазоне углов регулирования $\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} < \alpha < \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}$:

$$I_в = \frac{mE_m\left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \alpha\right)\right]}{2\pi r_в}. \quad (II.57)$$

Из уравнения (II.57) видно, что ток возбуждения системы УВ—СД с буферными диодами в режиме торможения не зависит от скорости исполнительного двигателя и определяется только углом регулирования. Поэтому в такой системе исключен режим самовозбуждения СД.

Используя равенства (II.40) и (II.55), определим выражения для среднего значения тока якоря и момента, развиваемого ненасыщенным СД в режиме торможения:

$$I_я = \frac{mE_m\left[1+\cos\left(\frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{m}+\alpha\right)\right]\left(1+\frac{2c_e^*\Omega_д}{r_в}\right)}{2\pi(r_в+2r_я)}; \quad (II.58)$$

$$M_д = c_м^* \frac{m^2E_m^2\left[1+\cos\left(\frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{m}+\alpha\right)\right]^2\left(1+\frac{2c_e^*\Omega_д}{r_в}\right)}{4\pi^2 r_в(r_в+2r_я)}. \quad (II.59)$$

Применяя равенства (II.41) и (II.55), определим средние значения тока и момента, развиваемого насыщенным СД:

$$I_я = \frac{mE_m\left[1+\cos\left(\frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{m}+\alpha\right)\right]}{2\pi(r_в+2r_я)} + \frac{2c_e\Omega_д}{r_в+2r_я}; \quad (II.60)$$

$$M_д = c_м\left\{\frac{mE_m\left[1+\cos\left(\frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{m}+\alpha\right)\right]}{2\pi(r_в+2r_я)} + \frac{2c_e\Omega_д}{r_в+2r_я}\right\}. \quad (II.61)$$

В диапазоне углов регулирования $0<\alpha<\frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{m}$ всегда открыт один из тиристоров УВ и электромагнитные процессы в системе УВ—СД описываются уравнениями (II.52). При этом средние значения тока возбуждения, тока якоря и момента, развиваемого ненасыщенными СД, равны:

$$I_в = \frac{E_m\frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}\cos\alpha}{r_в}; \quad (II.62)$$

$$I_я = \frac{E_m\frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}\cos\alpha\left(1+2\frac{c_e^*\Omega_д}{r_в}\right)}{r_в+2r_я}; \quad (II.63)$$

$$M_д = c_м^* \frac{E_m^2\frac{m^2}{\pi^2}\sin^2\frac{\pi}{m}\cos^2\alpha\left(1+2\frac{c_e^*\Omega_д}{r_в}\right)}{r_в(r_в+2r_я)}. \quad (II.64)$$

Для насыщенного СД в этом же диапазоне углов регулирования средние значения тока возбуждения, тока якоря и момента равны:

$$I_в = \frac{E_m\frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}\cos\alpha}{r_в}; \quad (II.65)$$

$$I_я = \frac{E_m\frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}\cos\alpha + c_e\Omega_д}{r_в+2r_я}; \quad (II.66)$$

$$M_д = c_м \frac{E_m\frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}\cos\alpha + c_e\Omega_д}{r_в+2r_я}. \quad (II.67)$$

Из выражений (II.45), (II.47), (II.49), (II.51), (II.59), (II.61), (II.64) и (II.67), характеризующих зависимость момента исполнительного двигателя от скорости в системе УВ—СД при различных режимах ее работы, может быть получена механическая характеристика СД.

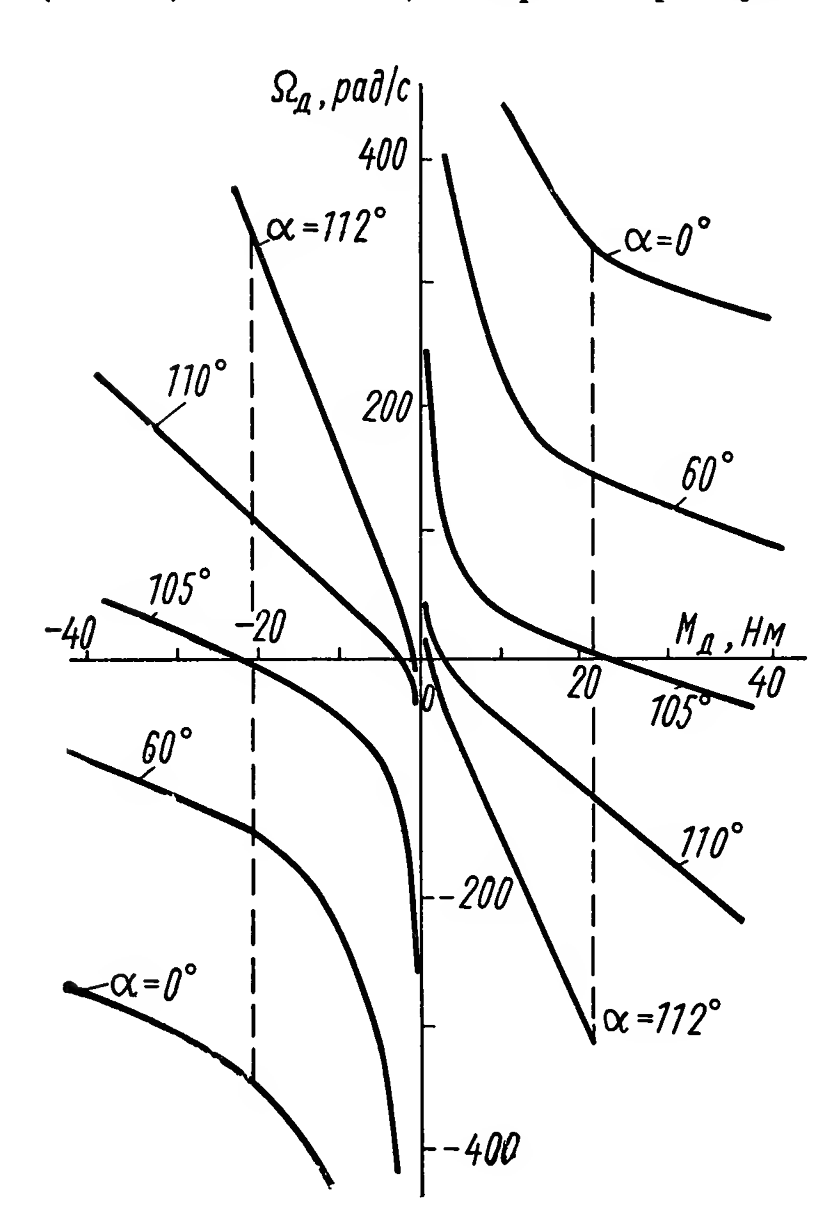


Рис. II.25. Механическая характеристика системы УВ—СД

Семейство механических характеристик двигателя МИ-42Т с сериесной расщепленной обмоткой возбуждения, работающего от УВ с буферными диодами и раздельным управлением, приведена на рис. II.25. Из рис. II.25 видно, что УВ с буферными диодами обеспечивает работу СД как в двигательных, так и в тормозных режимах. При этом может быть реализовано управляемое торможение исполнительного электродвигателя, поскольку, изменяя угол регулирования при заданном моменте, можно получить любую скорость СД.

Анализ динамики системы УВ—СД затруднен ввиду нелинейности ее механических характеристик. Такой анализ может быть произведен при рассмотрении линеаризованных уравнений системы. При этом считаем, что СД ненасыщен, а его момент и скорость определяются средними значениями тока и напряжения.

Уравнения системы УВ—СД относительно средних значений тока и напряжения в режиме разгона имеют вид:

$$\left.\begin{aligned}(L_{в}+L_{я})\frac{dI(t)}{dt}+(r_{в}+r_{я})I(t)+E_{д}(t)&=U(t);\\ E_{д}(t)&=c_e^* I_{в}(t)\,\Omega_{д}(t);\\ c_{м}^* I_{в}(t)\,I_{я}(t)&=J\frac{d\Omega_{д}(t)}{dt}+M_{в.д}(t);\\ I_{в}(t)=I_{я}(t)&=I(t),\end{aligned}\right\}\qquad (II.68)$$

где $U(t)$ — среднее напряжение СД;
$I(t)$ — средний ток СД.

Положим, что

$$\left.\begin{aligned}U(t)&=U_0+\Delta U(t); & \Omega_{д}(t)&=\Omega_{д_0}+\Delta\Omega(t);\\ I(t)&=I_0+\Delta I(t); & M_{вд}(t)&=M_{вд_0}+\Delta M_{вд}(t),\end{aligned}\right\}\qquad (II.69)$$

где U_0; I_0; $\Omega_{д_0}$; $M_{вд_0}$ — текущие значения напряжения, тока, скорости и внешнего момента СД; $\Delta U(t)$; $\Delta I(t)$; $\Delta\Omega(t)$; $\Delta M_{вд}(t)$ — приращения напряжения, тока, угловой скорости и внешнего момента СД.

Подставляя (II.69) в (II.68), учитывая, что

$$(r_в + r_я) I_0 + c_e^* \Omega_{д_0} I_0 = U_0;$$
$$c_м^* I_0^2 = M_{вд_0}$$

и пренебрегая величинами второго порядка малости, получим в преобразованном по Лапласу виде

$$c_e^* I_0 [1 + (T_м' + T_м'') s + T_э' T_м' s^2] \Delta\Omega_д s =$$
$$= \Delta U(s) + \frac{r_в + r_я + c_e^* \Omega_{д_0}}{2 c_м^* I_0} (1 + T_э'' s) \Delta M_{вд}(s), \qquad (II.70)$$

где $T_э' = \frac{L_в + L_я}{r_в + r_я}$ — электрические постоянные времени СД;

$T_э'' = \frac{L_в + L_я}{r_в + r_я + c_e^* \Omega_{д_0}}$;

$T_м' = \frac{J (r_в + r_я)}{2 c_м^* c_e^* I_0^2}$ — механические постоянные времени СД;

$T_м'' = \frac{J c_e^* \Omega_{д_0}}{2 c_м^* c_e^* I_0^2}$.

Таким образом, в линейном приближении система УВ—СД при разгоне может быть представлена звеном второго порядка, параметры которого меняются в функции тока и угловой скорости.

В режиме торможения уравнения системы УВ—СД имеют вид:

$$\left.\begin{aligned}
& L_в \frac{dI_{в_1}(t)}{dt} + r_в I_{в_1}(t) + L_я \frac{dI_я(t)}{dt} + r_я I_я(t) - \\
& \qquad - M \frac{dI_{в_2}(t)}{dt} + E_д(t) = U(t); \\
& L_в \frac{dI_{в_2}(t)}{dt} + r_в I_{в_2}(t) + L_я \frac{dI_я(t)}{dt} + r_я I_я(t) - \\
& \qquad - M \frac{dI_{в_1}(t)}{dt} + E_д(t) = 0; \\
& I_{в_1}(t) + I_{в_2}(t) = I_я(t); \quad I_{в_1}(t) - I_{в_2}(t) = I_в(t); \\
& E_д(t) = - c_e^* I_в(t) \Omega_д(t); \quad - c_м^* I_в(t) I_я(t) = \\
& \qquad = J \frac{d\Omega_д(t)}{dt} - M_{вд}(t),
\end{aligned}\right\} \qquad (II.71)$$

где обозначено:

$I_{в_1}(t)$, $I_{в_2}(t)$, $I_я(t)$, $I_в(t)$ — средние значения токов первой и второй обмоток возбуждения тока якоря и тока возбуждения СД. Преобразуя систему уравнений (II.71), получим:

$$\left.\begin{aligned}
& (L_в - M + 2L_я) \frac{dI_я(t)}{dt} + (r_в + 2r_я) I_я(t) + 2E_д(t) = U(t); \\
& (L_в + M) \frac{dI_в(t)}{dt} + r_в I_в(t) = U(t); \\
& E_д(t) = - c_e^* I_в(t) \Omega_д(t); \\
& - c_м^* I_в(t) I_я(t) = J \frac{d\Omega_д(t)}{dt} - M_{вд}(t).
\end{aligned}\right\} \qquad (II.72)$$

Линеаризуя систему (II.72) подобно тому, как это делалось выше, получим

$$2c_e^* I_0 (1 + T_м''' s + T_э'' T_м''' s^2) \Delta\Omega_д (s) = \left[1 + \frac{I_{я0} (r_в + 2r_я)}{I_{P_0} r_в} + \right.$$

$$\left. + \frac{c_e^* \Omega_{Д0}}{r_в} \right] \frac{1 + T_э''' s}{1 + T_в s} \Delta U (s) + \frac{r_в + 2r_я}{c_м^* I_{В0}} (1 + T_э'''' s) \Delta M_{вд} (s), \qquad (II.73)$$

где

$$T_э''' = \frac{L_в + M + \frac{I_{я0}}{I_{В0}} (L_в - M + 2L_я)}{r_в + \frac{I_{я0}}{I_{В0}} (r_в + 2r_я) + c_e^* \Omega_{Д0}};$$

$$T_э'''' = \frac{L_в - M + 2L_я}{r_в + 2r_я};$$

$$T_в = \frac{L_в + M}{r_в}; \quad T_м''' = \frac{J (r_в + 2r_я)}{2c_e^* c_м^* I_{В0}^2}.$$

Таким образом, в режиме торможения система ТП—СД в линейном приближении также может быть представлена звеном второго порядка, параметры которого зависят от тока и угловой скорости и отличаются от параметров той же системы в режиме разгона.

6. ИМПУЛЬСНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

При импульсном управлении к электродвигателю подводится последовательность импульсов, постоянная по амплитуде напряжения U и различная по длительности $T_и$ (рис. II.26). Последовательность импульсов может быть как однополярной, так и разнополярной. При однополярной последовательности работа электродвигателя состоит в чередовании периодов разгона и торможения. Обычно эти периоды T малы в сравнении с электромеханической постоянной времени электродвигателя, и поэтому ротор за $T_и$ не успевает разогнаться до скорости установившегося значения.

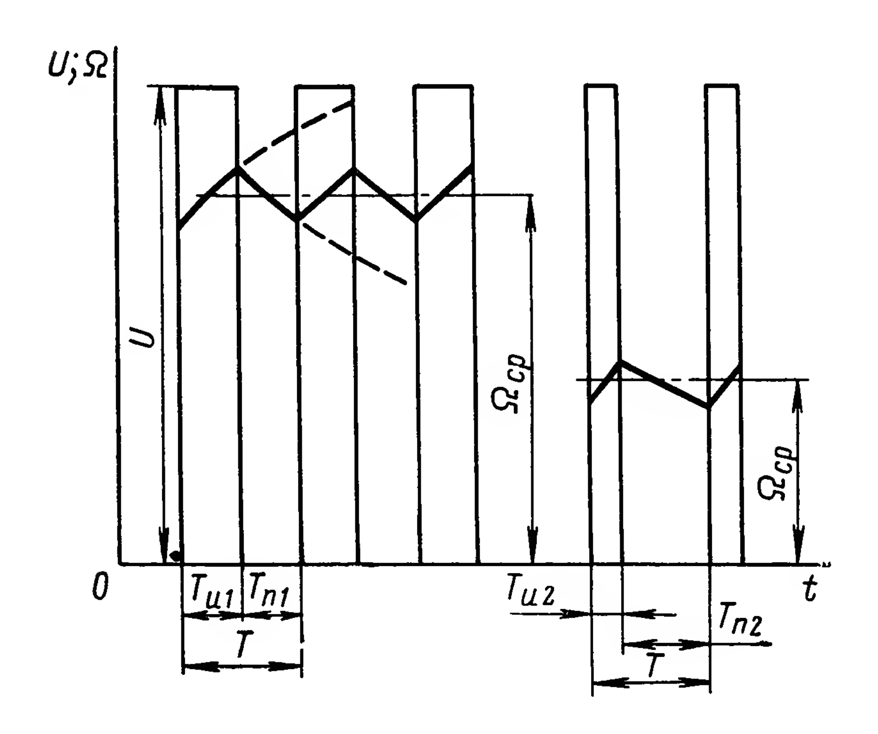


Рис. II.26. Управляющие импульсы и кривые изменения скорости

Рассмотрим случай работы электродвигателя от однополярных импульсов. За время одного импульса $T_{и_1}$ ротор разгоняется на величину $\Delta\Omega_1$, а за время паузы $T_{п_1}$ ротор тормозится и поэтому устанавливается средняя скорость $\Omega_{ср}$, величина которой зависит от относительной продолжительности импульса $\gamma = \frac{T_и}{T}$. Мгновенная скорость

ротора электродвигателя будет непрерывно колебаться при импульсном управлении и величина колебаний ее относительно среднего значения будет зависеть от величины электромеханической постоянной времени и длительности периода T. Чем больше отношение электромеханической постоянной времени к периоду T, тем меньше величина колеба-

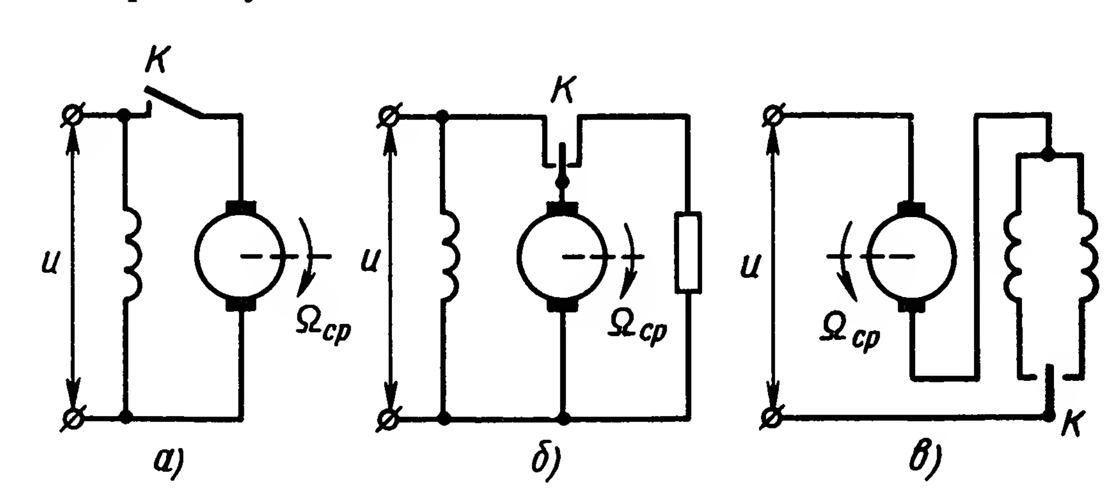


Рис. II.27. Схемы импульсного регулирования:

а — торможение в период паузы за счет нагрузки; *б* — динамическое торможение; *в* — торможение при коэффициенте $\gamma = 0{,}5 = \text{const}$

ний скорости электродвигателя. Если в период паузы $T_п$ ротор не тормозится, то при любой относительной продолжительности импульса его скорость будет расти до максимального значения, так как во время импульса скорость ротора увеличивается, а в период паузы не меняется. Средняя скорость ротора при импульсном управлении зависит также от величины момента нагрузки $M_н$ и напряжения импульса U, но обычно они постоянны и поэтому в таких случаях среднее значение скорости зависит только от относительной продолжительности импульсов γ. Для обеспечения чередования между собой периодов разгона и торможения применяют электронные ключи и электромагнитные реле (рис. II.27). Электронные ключи обеспечивают большую частоту переключений, поэтому они предпочтительнее.

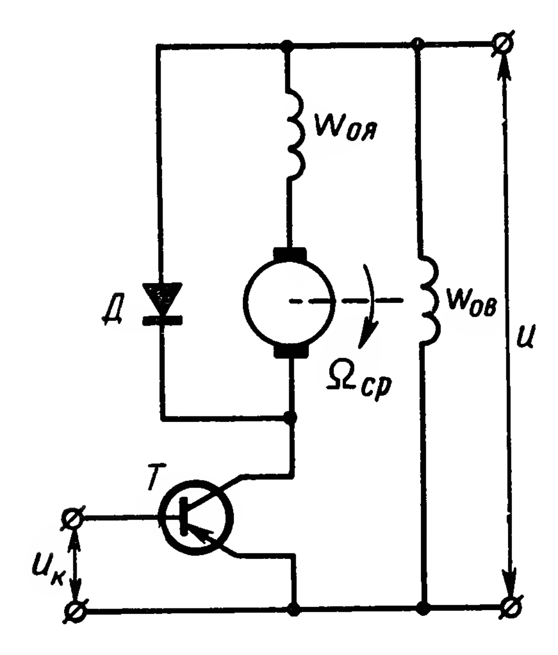


Рис. II.28. Схема импульсного регулирования с бесконтактным управляющим элементом

На рис. II.27 показаны три схемы импульсного регулирования угловой скорости вращения электродвигателей постоянного тока. Схема рис. II.27, *а* в период паузы обеспечивает торможение ротора за счет момента нагрузки, схема рис. II.27, *б* — путем динамического торможения. В схеме рис. II.27, *в* ротор неподвижен при относительной продолжительности импульсов $\gamma = 0{,}5$, а при $\gamma \neq 0{,}5$ ротор вращается.

Полупроводниковые элементы позволяют создать бесконтактные системы регулирования электродвигателем постоянного тока с помощью импульсного управления. На рис. II.28 показана схема импульсного регулирования скорости электродвигателя постоянного тока с независимым возбуждением (при источнике с большим запасом по мощности). Обмотка якоря условно вынесена за его пределы. Управление электродвигателем осуществляется по цепи якоря с помощью полупроводникового триода с общим эмиттером. Такая схема может развивать большую мощность в якоре при незначительной мощности

рассеяния в триоде, если триод работает в ключевом режиме. Для этого необходимо, чтобы в течение импульса триод находился в насыщении и все подведенное напряжение питания U прикладывалось к якорю. Э. д. с. самоиндукции, возникающая в якоре в момент запирания триода, может привести к увеличению напряжения на триоде и к его пробою. Для того, чтобы этого избежать, якорь шунтируется диодом.

Механическая характеристика электродвигателя постоянного тока при импульсном управлении устанавливает зависимость средней угловой скорости вращения от момента нагрузки при $\gamma = \text{const}$. Уравнение моментов для периода разгона и торможения ротора электродвигателя запишем в следующем виде:

$$J\frac{d\Omega}{dt} = M_{дв} - M_c, \qquad (II.74)$$

где J — момент инерции ротора;

Ω — угловая скорость вращения;

$M_{дв}$ — момент, развиваемый электродвигателем;

$M_c = M_н$ — момент нагрузки.

Допустим, что момент электродвигателя в пределах действия импульса и торможения постоянен. Это допущение не вносит существенных погрешностей в характеристики, так как время действия импульса много меньше электромеханической постоянной времени электродвигателя. Изменение скорости электродвигателя ввиду сделанного допущения будет линейным (рис. II.29):

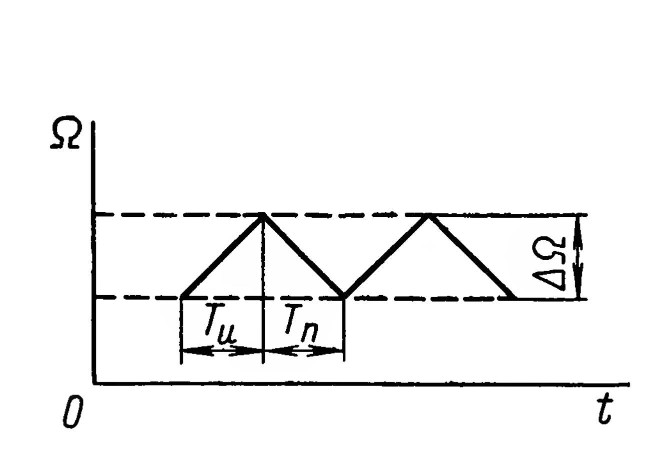


Рис. II.29. Кривая разгона и торможения

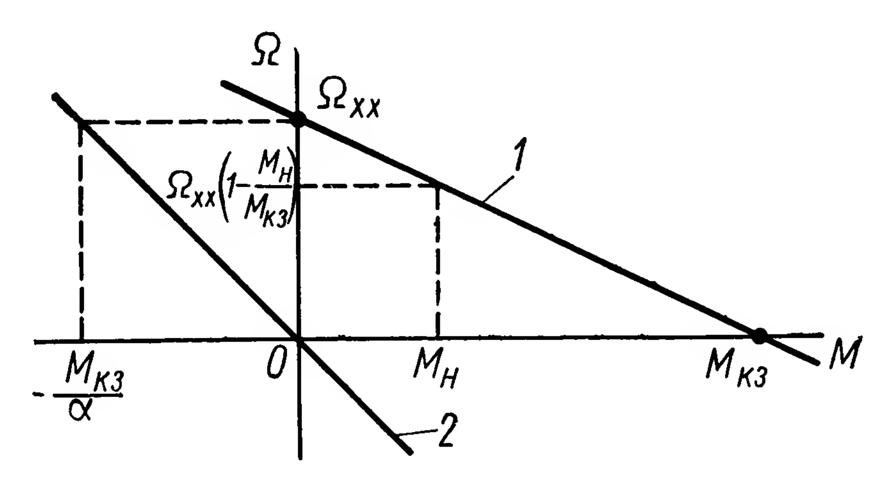


Рис. II.30. Механические характеристики электродвигателя при разгоне и торможении

для периода разгона

$$\Delta\Omega_1 = \frac{M_{дв} - M_c}{J} T_и; \qquad (II.75)$$

для периода торможения

$$\Delta\Omega_2 = \frac{M_{двт} + M_c}{J} T_п, \qquad (II.76)$$

где $M_{двт}$ — момент электродвигателя на интервале торможения.

В установившемся режиме $\Delta\Omega_1 = \Delta\Omega_2$ и

$$\frac{M_{двт} - M_c}{J} T_и = -\frac{M_{двт} + M_c}{J} T_п. \qquad (II.77)$$

Для участка разгона механическая характеристика электродвигателя выражается равенством (рис. II.30, характеристика *1*):

$$M_{дв}=M_{п}\left(1-\frac{\Omega}{\Omega_{хх}}\right), \qquad (II.78)$$

где $M_{п}=M_{кз}$ — пусковой момент;

$\Omega_{хх}$ — угловая скорость холостого хода.

Механическая характеристика при динамическом торможении на участке торможения выражается равенством (рис. II.30, характеристика *2*)

$$M_{дт}=-\frac{M_{п}}{\alpha}\frac{\Omega}{\Omega_{хх}}, \qquad (II.79)$$

где

$$\alpha=\frac{R_{ят}}{R_{я}};\quad R_{ят}=R_{я}+R_{дт};$$

$R_{я}$ — сопротивление якоря;

$R_{дт}$ — дополнительное сопротивление при динамическом торможении.

Подставив равенства (II.78) и (II.79) в (II.77), найдем

$$\Omega=\Omega_{хх}\frac{T_{и}}{T_{и}+\frac{T_{п}}{\alpha}}\left(1-\frac{M_{c}}{M_{п}\frac{T_{и}}{T}}\right). \qquad (II.80)$$

Равенство (II.80) представляет собой механическую характеристику электродвигателя при импульсном управлении. Импульсные механические характеристики для различных γ пересекаются в одной точке, координаты которой могут быть найдены по пересечению естественной характеристики электродвигателя при $\gamma=1$ и характеристики динамического торможения при $\gamma=0$.

Подставив $\gamma=1$ и $\gamma=0$ соответственно в равенства (II.62) и (II.79), найдем:

$$\Omega=\Omega_{хх}\left(1-\frac{M_{c}}{M_{п}}\right); \qquad (II.81)$$

$$\Omega=-\Omega_{хх}\frac{M_{c}}{M_{п}}\alpha. \qquad (II.82)$$

Из равенств (II.81) и (II.82) определим координаты точки пересечения A:

$$\Omega_{A}=\Omega_{хх}\frac{\alpha}{\alpha-1}; \qquad (II.83)$$

$$M_{cA}=-M_{п}\frac{1}{\alpha-1}. \qquad (II.84)$$

Зная величину γ и координаты точки A, механическую характеристику электродвигателя находят как прямую, проходящую через эти две точки. Точка с координатой γ лежит в интервале $0<\gamma<1$ (рис. II.31).

Если дополнительное сопротивление $R_{дт}$ при динамическом торможении отсутствует, то $\alpha = 1$, и равенство (II.80) приобретает вид

$$\Omega_{ср} = \Omega_{хх\,ср}\left(1 - \frac{M_{ср}}{M_{п\,ср}}\right), \qquad (II.85)$$

где

$$\Omega_{хх\,ср} = \Omega_{хх}\gamma;$$

$$M_{п\,ср} = M_{п}\gamma;$$

$$\gamma = \frac{T_{и}}{T}.$$

Механические характеристики, построенные по равенству (II.85), представляют собой семейство параллельных прямых, как и характеристики электродвигателя с независимым возбуждением при управлении от источника с непрерывным напряжением. Если учесть, что $\Omega_{хх} = \frac{U}{c_e}$, а $M_{п} = c_{м}\frac{U}{R}$, то из равенства (II.85) найдем

$$M_{ср} = \frac{U\gamma}{R}c_{м} - \frac{c_e c_{м}}{R}\Omega_{ср}. \qquad (II.86)$$

Для схемы, приведенной на рис. II.28, режимы генераторного и динамического торможения невозможны, так как ток через якорную обмотку может протекать только в одном направлении. Причем мгновенное значение тока якоря за период коммутации может быть прерыв-

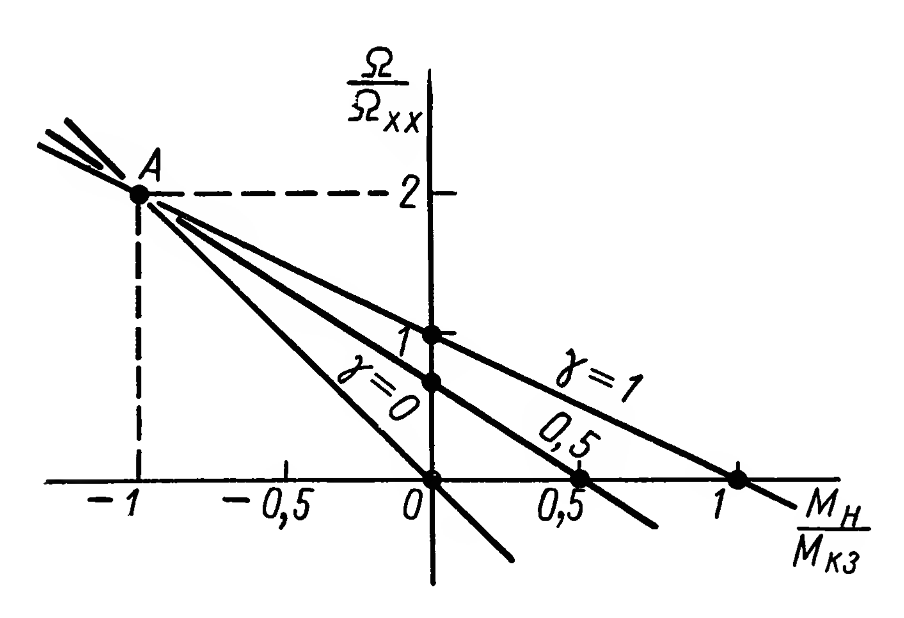


Рис. II.31. Механические характеристики электродвигателя при различных коэффициентах γ при $\alpha = 2$

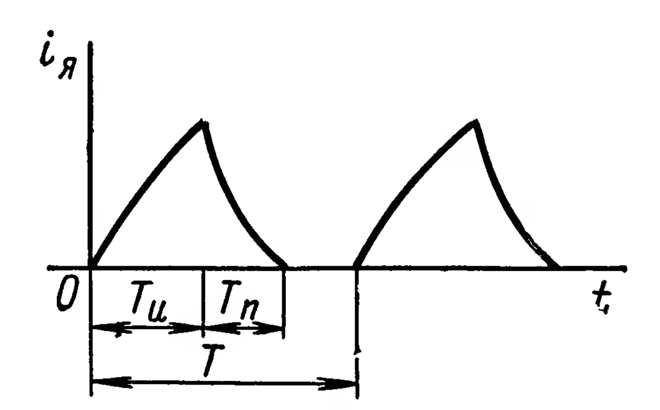


Рис. II.32. Ток в якорной цепи

ным и непрерывным. Это зависит от соотношения величин угловой скорости ротора электродвигателя, момента сопротивления и электромагнитной постоянной времени якорной цепи. Если на интервале паузы $T_{п}$ ток якоря $i_{я}$ не успеет упасть до нуля к моменту подачи следующего импульса, то ток в якорной обмотке будет иметь непрерывный характер. Так будет в случае, если $L_{я}\frac{di_{я}}{dt} > c_e\Omega$. Если же это условие не будет выполняться, то будет промежуток времени, когда ток через шунтирующий диод в прямом направлении протекать не будет (рис. II.32).

Для малоинерционных электродвигателей, у которых электромагнитная постоянная времени мала, ток якоря имеет форму прямоуголь-

ных импульсов. Уравнение напряжений на интервале действия импульса будет иметь следующий вид:

$$U = c_e\Omega_{ср} + i_1 R + L\frac{di_1}{dt}; \tag{II.87}$$

на интервале паузы

$$c_e\Omega_{ср} + i_2 R + L\frac{di_2}{dt} = 0, \tag{II.88}$$

где i_1 — ток, протекающий в якоре на интервале действия импульса; i_2 — ток, протекающий в якоре на интервале паузы.

Из равенства (II.87) найдем

$$i_1 = \frac{U - c_e\Omega_{ср}}{R}\left(1 - e^{-\frac{t}{T_э}}\right). \tag{II.89}$$

В конце интервала действия импульса ток в якоре

$$i_{1\,max} = \frac{U - c_e\Omega_{ср}}{R}\left(1 - e^{-\frac{T_и}{T_э}}\right). \tag{II.90}$$

Из равенств (II.87) и (II.90) найдем

$$i_2 = \frac{U - c_e\Omega_{ср}}{R}\left(1 - e^{-\frac{T_и}{T_э}}\right)e^{\frac{-t-T_и}{T_э}} - \frac{c_e\Omega_{ср}}{R}\left(1 - e^{-\frac{t-T_и}{T_э}}\right). \tag{II.91}$$

Полученное уравнение (II.91) справедливо для интервала времени

$$T_и \leqslant t \leqslant T_и + T_п.$$

Подставив в равенство (II.91) значение $t = T_и + T_п$ и положив $i_2 = 0$, найдем

$$T_и + T_п = T_э \ln\left[\frac{U}{c_e\Omega_{ср}}\left(e^{\frac{T_и}{T_э}} - 1\right) + 1\right]. \tag{II.92}$$

Среднее значение тока в якорной обмотке в установившемся режиме

$$i_{я\,ср} = \frac{1}{T}\int_0^{T_и} i_1\,dt + \frac{1}{T}\int_{T_и}^{T_и+T_п} i_2\,dt. \tag{II.93}$$

Подставив выражения (II.89) и (II.91) в равенство (II.93), найдем

$$i_{я\,ср} = \frac{1}{T}\left\{\frac{U}{R}\left[T_и - T_э\left(1 - e^{-\frac{T_и}{T_э}}e^{-\frac{T_п}{T_э}}\right)\right] - \right.$$

$$\left. - \frac{c_e\Omega_{ср}}{R}\left[T_и + T_п - T_э\left(1 - e^{-\frac{T_и+T_п}{T_э}}\right)\right]\right\}. \tag{II.94}$$

Учитывая выражение (II.92), можно записать

$$i_{я\,ср} = \frac{1}{R}\left\{\gamma U - \frac{c_e\Omega_{ср}}{T}T_э \ln\left[\frac{U}{c_e\Omega_{ср}}\left(e^{\frac{\gamma T}{T_э}} - 1\right) + 1\right]\right\}. \tag{II.95}$$

Зная среднее за период значение тока, найдем среднее значение момента

$$M_{\text{ср}}=\frac{\gamma U c_{\text{м}}}{R}-\frac{c_e c_{\text{м}}\Omega_{\text{ср}}}{RT}T_{\text{э}}\ln\left[\frac{U}{c_e\Omega_{\text{ср}}}\left(e^{\frac{\gamma T}{T_{\text{э}}}}-1\right)+1\right]. \qquad (II.96)$$

Полученное соотношение справедливо для условия $T_{\text{и}}+T_{\text{п}}\leqslant T$. Если же это условие не выполнено, то наступает режим непрерывных токов.

Характеристики, соответствующие равенству (II.96), приведены на рис. II.33.

Если электромагнитная постоянная времени электродвигателя $T_{\text{э}}$ в сравнении с периодом коммутации ключа T мала, что характерно для малоинерционных электродвигателей с печатным якорем, то ток в якорной обмотке имеет вид прямоугольных импульсов, амплитуда которых определяется равенством (II.97):

$$i_{\text{я}}=\frac{U-c_e\Omega}{R} \quad \text{при } 0\leqslant t\leqslant T_{\text{и}}. \qquad (II.97)$$

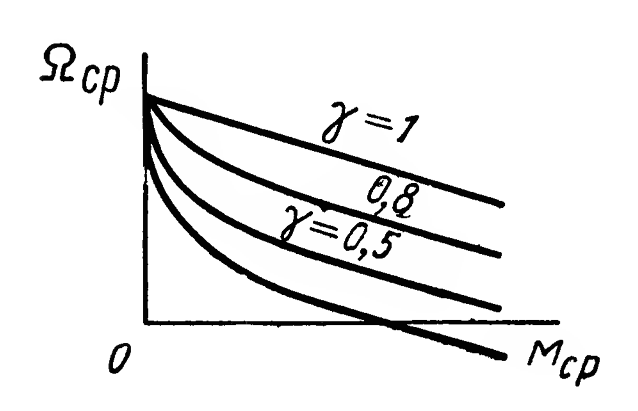


Рис. II.33. Семейство характеристик $\Omega_{\text{ср}}=F(M_{\text{ср}})$

Уравнение механических характеристик будет определяться равенством

$$M_{\text{дв. ср}}=\gamma\left(\frac{Uc_{\text{м}}}{R}-\frac{c_e c_{\text{м}}}{R}\Omega_{\text{ср}}\right). \qquad (II.98)$$

Следовательно, механические характеристики будут иметь вид, подобный характеристикам электродвигателя постоянного тока с независимым возбуждением реостатного регулирования от источника с постоянным напряжением.

Схема, приведенная на рис. II.28, может обеспечить реверсивное управление электродвигателем, если при подаче последовательности импульсов в якорную обмотку изменять направление тока в обмотке возбуждения. Для этого обмотка управления должна управляться по самостоятельному каналу. Так как обмотка управления имеет большую электромагнитную постоянную времени и при реверсе происходит перемагничивание магнитной системы электродвигателя, то его быстродействие при таком регулировании будет не лучшим.

В настоящее время для реверсивного управления электродвигателями постоянного тока применяют разнообразные схемы с полупроводниковыми элементами.

На рис. II.34 приведена схема реверсивного преобразователя для управления двигателем постоянного тока с независимым возбуждением. Якорь включен в диагональ моста, составленного из четырех тиристоров. Коммутирующий конденсатор C заряжается через дроссель L_1 и диод $Д_1$, перезаряд происходит по цепи C — T_5 — L_2. Предварительное возбуждение гасящего устройства происходит при отключенной силовой части коммутацией тиристора T_5. После нескольких

циклов заряд — перезаряд напряжение на конденсаторе, обусловленное добротностями контуров заряда и перезаряда, становится больше удвоенного питания его напряжения. Если включить тиристоры, например T_2 и T_4, то в якорной обмотке появится ток. При включении тиристора T_5 конденсатор C будет разряжаться через контур $C — T_5 — T_4 — Я — T_2 — U_п$.

При запирании тиристоров T_2 и T_4 конденсатор перезаряжается через контур $C — T_5 — L_2$. В течение разряда конденсатора до $U_C = U$ на тиристорах поддерживается обратное напряжение, необходимое для восстановления запирающих свойств. Тиристор T_5 выключается при смене направления тока в колебательном контуре перезаряда конденсатора. Максимальная скважность преобразователя ограничивается временем электромагнитного процесса в контуре перезаряда коммутирующей емкости. Связь контура запирания с нагрузкой существует только в течение рассасывания тока в силовых тиристорах (1—3 мкс). Механические характеристики электродвигателя при такой схеме управления будут аналогичны характеристикам, полученным для схемы рис. II.28.

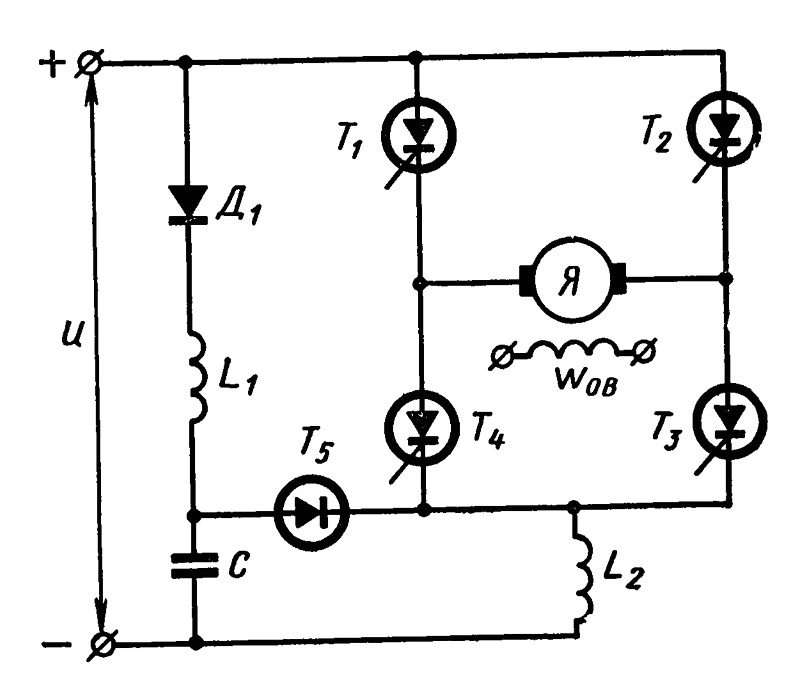


Рис. II.34. Схема реверсивного преобразователя

На рис. II.35 приведена схема преобразователя [10] для управления электродвигателем постоянного тока последовательного возбуждения с двумя обмотками возбуждения ($ОВ_1$ и $ОВ_2$). При работе одного из тиристоров, например T_1, электродвигатель вращается в одну сторону, результирующий магнитный поток от обмоток возбуждения определяется обмоткой, в которой ток больше (в принятом случае $ОВ_1$). Для вращения ротора в обратную сторону последовательность импульсов подается на тиристор T_2. Сопротивление R_1, включенное в цепь якоря, обеспечивает форсирование переходных процессов в схеме и ограничивает ток короткого замыкания электродвигателя при относительной продолжительности включения тиристоров $\gamma = 0{,}5$.

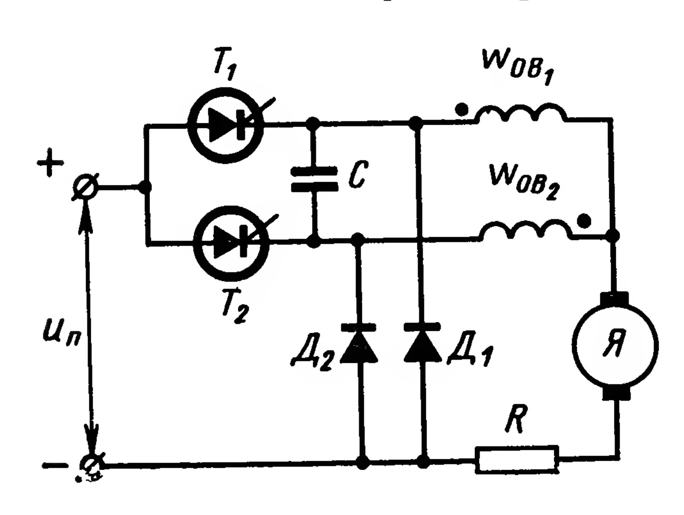


Рис. II.35. Схема преобразователя для электродвигателя с двумя обмотками возбуждения

При импульсном управлении электродвигателем постоянного тока обычно электромеханическая постоянная времени много больше периода коммутации цепей управления. Переходные процессы при разгоне и торможении мало отличаются от управления при питании электродвигателя от источника с непрерывным напряжением. Поэтому динамические характеристики таких систем могут исследоваться с помощью линеаризованных уравнений, применяемых для обычных

линейных систем. Передаточную функцию в таком случае можно записать в следующем виде:

$$W(s) = \frac{\alpha_2(s)}{U(s)} = \frac{k}{s(1 + T_м s + T_м T_э s^2)}, \qquad (II.99)$$

где

$$k = \frac{1}{c_e}; \quad T_м = \frac{JR}{c_e c_м}; \quad T_э = \frac{L}{R}.$$

На рис. II.36 приведена структурная схема электродвигателя постоянного тока, для которой передаточная функция по управляющему воздействию будет иметь вид (II.99). Однако такое представление

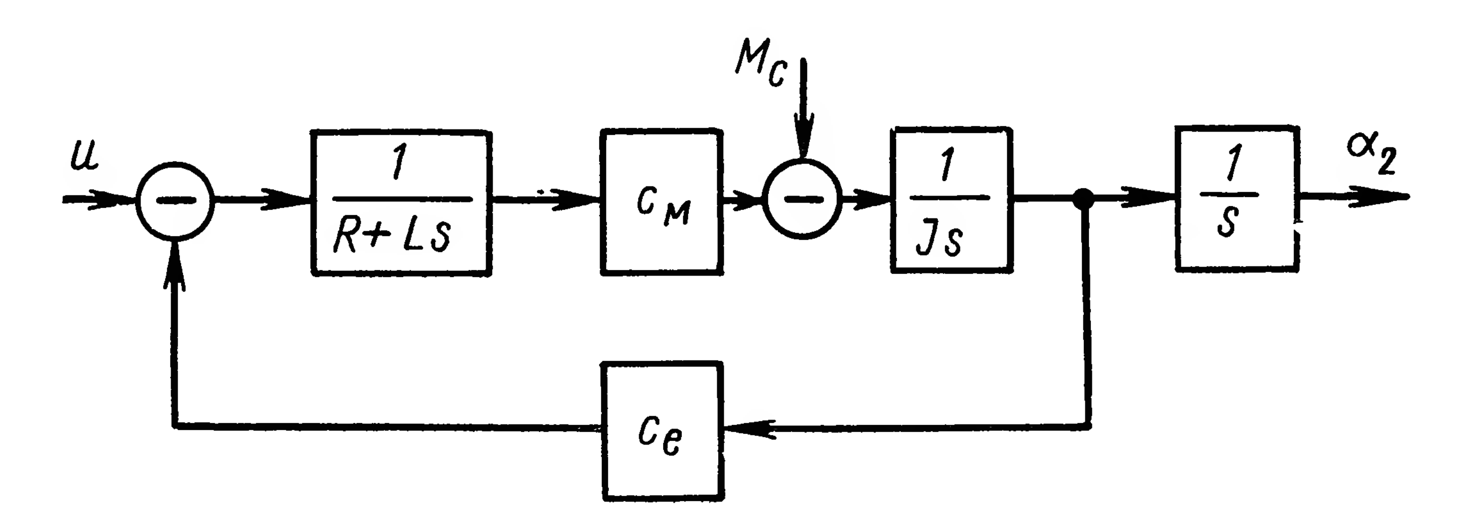


Рис. II.36. Структурная схема электродвигателя

электродвигателя при импульсном управлении правомерно в том случае, когда все коэффициенты, входящие в равенство (II.99), постоянны.

В зависимости от схемы управления приводом в режимах слежения могут появляться в якорной цепи и в обмотке возбуждения прерывистые токи, которым соответствуют нелинейные статические характеристики. Для таких режимов коэффициенты c_e, $c_м$ и другие в равенстве (II.99) не будут постоянными и поэтому такое представление привода правомерно лишь в ограниченной области характеристик электродвигателя.

7. ОПТИМАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Оптимальное управление электродвигателем постоянного тока имеет большое народнохозяйственное значение, так как значительная часть производимой в стране электроэнергии потребляется электродвигателями, применяемыми в различных механизмах и машинах. Повышение производительности электропривода, его ресурса и надежности в работе позволяет повысить производительность труда в промышленности, на транспорте и в сельском хозяйстве.

Задача оптимизации сводится к минимизации (или максимизации) функционалов, которые выражают физические законы, имеющие место

в электродвигателе, а также показатели его качества. Математическим аппаратом для отыскания оптимальных законов управления служит вариационное исчисление, динамическое программирование, принцип максимума.

По техническим условиям для каждой серии машин максимальная скорость вращения якоря не должна быть больше допустимой

$$\Omega \leqslant \Omega_0. \qquad (II.100)$$

Условия нормальной работы коллектора требуют ограничений величины тока:

$$|I_я| \leqslant I_{я_0}. \qquad (II.101)$$

Ограничение по нагреву состоит в выполнении неравенства

$$\int_0^T I_я^2\,dt \leqslant Q_0, \qquad (II.102)$$

где Q_0 — предельно допустимое количество тепла, которое может выделиться в обмотках электродвигателя за время T. При заданном моменте сопротивления задача оптимального управления состоит в том, чтобы найти закон управления током и угловой скоростью якоря, при котором имеют место наилучшие показатели качества работы электродвигателя и выполняются ограничения (II.100), (II.101). Чтобы сопоставить между собой различные законы управления, необходимо найти меру сравнения этих законов.

По применению различают два типа приводов. К первому типу относят приводы для перемещений различных механизмов. Мерой сравнения таких приводов служит величина перемещений. Ко второму типу, относят приводы, регулирующие величину скорости. Мерой сравнения для второго типа приводов является величина изменения скорости за время T. Сформулируем задачи оптимального управления для первого типа приводов.

1. Достижение максимального перемещения рабочего органа машины за время T при заданном уровне потерь в якоре и выполнении ограничений (II.100), (II.101).

2. Обеспечение минимума потерь в якоре при заданном перемещении рабочего органа машины за время T и выполнении ограничений (II.100), (II.101).

3. Обеспечение минимального времени для заданного перемещения рабочего органа машины при заданном уровне потерь в якоре и выполнении ограничений (II.100), (II.101).

В приводах второго типа формулировки задач оптимального управления аналогичны приведенным выше, только слово «перемещение» необходимо заменить на слова «изменение скорости». При решении задач оптимального управления можно пользоваться любой формулировкой, так как все они тождественны.

На рис. II.37 приведены оптимальные диаграммы тока и скорости, прямоугольная диаграмма тока и соответствующая ей треугольная диаграмма угловой скорости, а также диаграмма, состоящая из трех

равных участков — разгона, установившегося движения и торможения.

При равновеликих значениях угла α_2 и времени отработки этого угла T прямоугольная диаграмма тока обусловливает потери в якоре электродвигателя на 33% больше, чем при оптимальной диаграмме тока. При равновеликом значении потерь в якоре Q и времени T оптимальное управление позволяет получить в $\sqrt{\frac{4}{3}}$ раза большее перемещение исполнительного элемента машины, чем управление по прямоугольной диаграмме тока. При равновеликом значении потерь в якоре электродвигателя управление по оптимальной диаграмме тока позволяет обеспечить заданное перемещение исполнительного элемента машины α_2 за время T в $\sqrt[3]{\frac{4}{3}}$ раза меньше, чем управление по прямоугольной диаграмме тока.

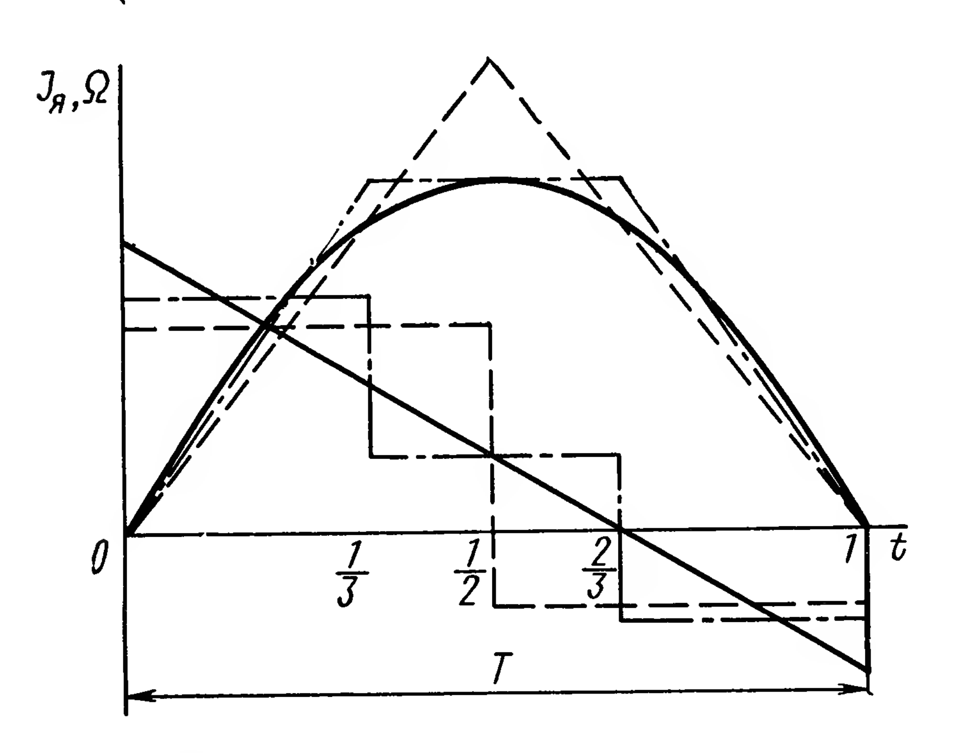


Рис. II.37. Оптимальная диаграмма тока и скорости

Показанная на рис. II.37 штриховыми линиями диаграмма тока и угловой скорости близка к оптимальной. Если учесть, что в реальном электродвигателе нельзя получить мгновенного увеличения тока в якорной цепи из-за наличия электромагнитной постоянной времени, то последняя диаграмма тока и угловой скорости несущественно отличается от оптимальной и реальной.

Кроме приведенной на рис. II.37 оптимальной диаграммы тока и угловой скорости, для электродвигателя с независимым возбуждением были получены другие диаграммы, но они не имеют существенных отличий.

8. БЕСКОЛЛЕКТОРНЫЙ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА И ДВИГАТЕЛЬ С ПЛОСКИМ РОТОРОМ

Бесколлекторный электродвигатель. В ряде отраслей промышленности и на транспорте могут существовать условия, когда коллекторные электродвигатели постоянного тока обычного исполнения неприменимы. К таким условиям в первую очередь следует отнести взрывоопасные газовые среды; различные агрессивные среды, быстро разрушающие коллектор; пониженное или повышенное давление; относительно низкую или высокую влажность. Сюда же можно отнести условия, в которых работают космические летательные аппараты, характеризующиеся наличием глубокого вакуума и отсутствием доступа к двигателю во время его эксплуатации. Кроме этого, из-за недостаточной механической прочности коллектора эти электродвигатели не находят широкого применения при создании высокооборотных электроприводов.

Радикальным способом расширения областей применения электродвигателей постоянного тока является создание машины постоянного тока с бесконтактными коммутаторами, в которых хорошие пусковые качества, энергетические и регулировочные характеристики коллекторных машин с постоянными магнитами сочетались бы с высокой надежностью бесколлекторных машин переменного тока.

Бесколлекторные электродвигатели постоянного тока по своим габаритным размерам и массе несколько больше коллекторных машин с постоянными магнитами и примерно соответствуют коллекторным электродвигателям с электромагнитным возбуждением.

Следует отметить, что применение бесконтактных коммутаторов приводит к более высокой стоимости электродвигателей по сравнению с коллекторными машинами. Однако возрастание стоимости вполне оправдывается значительным увеличением срока службы и повышением надежности. Например, срок службы бесколлекторных электродвигателей постоянного тока серии МБ от 3 до 10 тыс. ч в зависимости от исполнения, что значительно превышает сроки службы аналогичных по параметрам коллекторных электродвигателей постоянного тока.

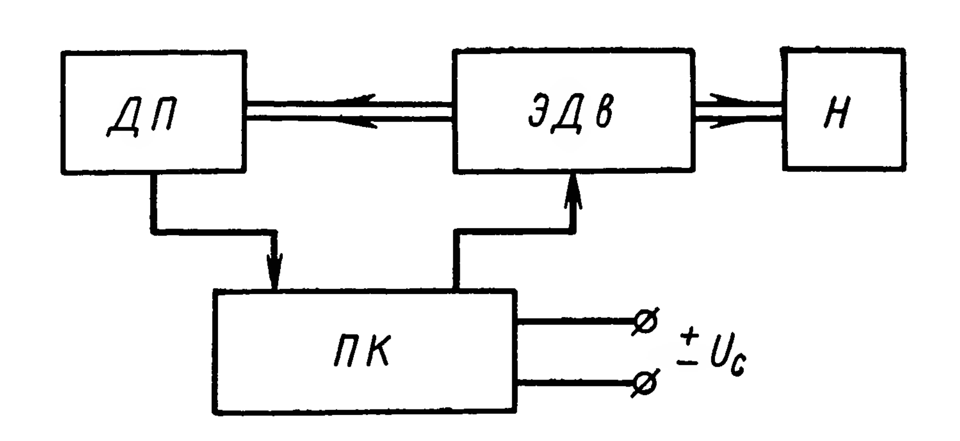


Рис. II.38. Блок-схема бесконтактного электродвигателя:

ЭДв — электродвигатель; *ДП* — датчик положения; *ПК* — полупроводниковый коммутатор

Бесколлекторный электродвигатель постоянного тока, имеющий нагрузку *Н*, состоит из трех функциональных звеньев (рис. II. 38):

собственно электродвигателя *ЭДв*, представляющего собой многофазную синхронную машину переменного тока;

статического полупроводникового коммутатора *ПК*, выполненного на бесконтактных переключающих элементах;

датчика положения *ДП* оси магнитного потока ротора электродвигателя относительно фаз обмотки статора, определяющего момент и последовательность коммутации фаз.

Принцип действия. Принцип работы бесколлекторного электродвигателя постоянного тока рассмотрим на примере трехфазного бесколлекторного электродвигателя постоянного тока, принципиальная схема которого показана на рис. II.39 [11]. Обмотка электродвигателя *3* размещается на статоре. Система возбуждения выполняется в виде постоянного магнита, образующего ротор *2*.

Основными элементами полупроводникового мостового коммутатора *4* являются транзисторы T_1 — T_3, работающие в ключевом режиме. Электронный коммутатор бесколлекторного двигателя постоянного тока переключает секции обмотки двигателя по сигналам, генерируемым датчиком положения *1*. Основными факторами при выборе схемы коммутатора и типа основных ее элементов являются простота, надежность, масса и габариты.

Электронный коммутатор имеет следующие преимущества по сравнению с механическим коммутатором. Во-первых, он не зависит от геометрической структуры машины и поэтому может осуществлять более сложные последовательности переключения без усложнения его конструкции. Во-первых, он реализуется неподвижными коммутирующими элементами и поэтому может прерывать более сильные индуктивные токи. Следовательно, электронный коммутатор не требует того, чтобы обмотка статора электродвигателя была выполнена замкнутой. В отличие от электродвигателей обычной конструкции, в двигателе с электронным коммутатором можно переключать каждую секцию обмотки в отдельности.

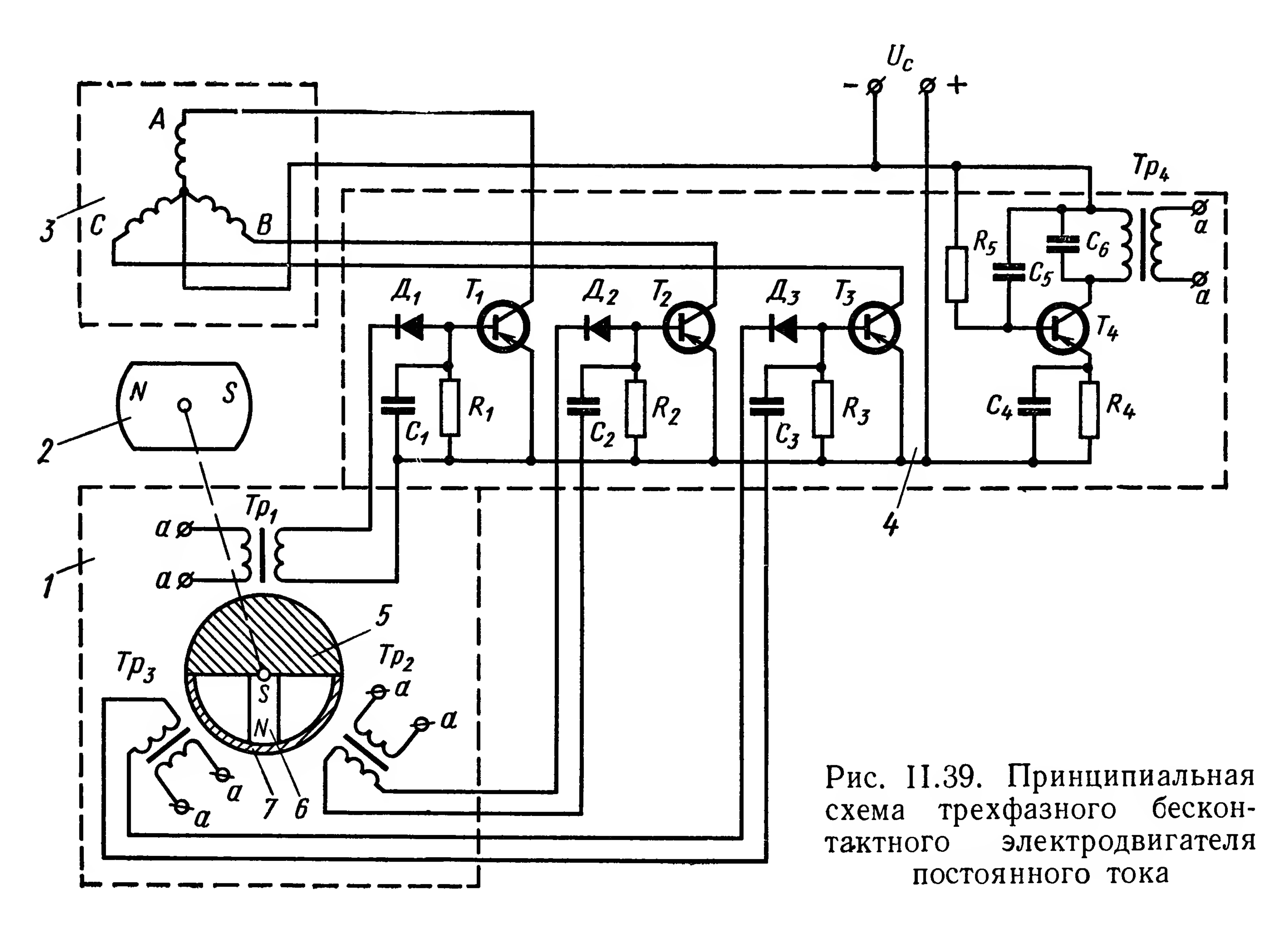


Рис. II.39. Принципиальная схема трехфазного бесконтактного электродвигателя постоянного тока

В качестве датчиков углового положения, управляющего транзисторами T_1 — T_3, могут применяться: сопротивления, чувствительные к изменению магнитного потока; устройства, основанные на эффекте Холла; радиоактивные элементы; емкостные, трансформаторные (индукционные) и индуктивные датчики; фоточувствительные устройства. В настоящее время наибольшее распространение получили датчики, управляемые магнитным полем путем изменения величины рабочего зазора или степени насыщения магнитопровода, датчики э. д. с. Холла, фотоэлектрические, трансформаторные и индуктивные датчики.

Элементы датчика положения ротора относительно статора для надежного запуска электродвигателя должны формировать сигналы, не зависящие от угловой скорости вращения. Датчики положения ротора бесколлекторного электродвигателя постоянного тока должны

удовлетворять следующим требованиям: бесконтактность, высокая надежность, малые габариты и вес, стабильность выходного сигнала, высокая чувствительность к угловому положению ротора, высокая кратность сигнала на выходе по отношению к шуму, малое потребление энергии и хорошее согласование с входными цепями электронного коммутатора.

На рис. II.39 показан датчик положения трансформаторного типа, основными элементами которого являются трансформаторы $Тр_1$ — $Тр_3$, расположенные по окружности статора со сдвигом относительно друг друга на угол 120 эл. град. К первичным обмоткам датчика (клеммы $а$ — $а$) подводится напряжение с частотой 5—30 кГц со вторичной обмотки трансформатора $Тр_4$ вспомогательного маломощного блокинг-генератора, выполненного на транзисторе $Т_4$.

Насыщение сердечников осуществляется внешним магнитным полем, создаваемым магнитом *6*, расположенным на роторе датчика, одна половина которого состоит из магнита *6* с полюсным башмаком *7*, другая представляет собой немагнитный полуцилиндр *5*. Башмак из магнитно-мягкого материала необходим для создания определенной формы магнитного поля ротора. Величина воздушного зазора между ротором датчика и трансформаторами, расположенными на статоре, выбирается такой, чтобы сердечники, перекрытые полюсным башмаком ротора, оказались насыщенными, а сердечники, не перекрытые полюсным башмаком, — ненасыщенными. В положении ротора, указанном на рис. II.39, трансформатор $Тр_1$ не насыщается. Индуктируемая в его вторичной обмотке э. д. с. выпрямляется с помощью диода $Д_1$ и открывает транзистор $Т_1$. Фаза $А$ электродвигателя оказывается подключенной к сети. Протекающий ток создает намагничивающую силу статора $\bar{F}_A$ (рис. II.40, *а*), которая, взаимодействуя с магнитным потоком ротора Ф, обусловливает появление вращающего момента $М$. Под действием этого момента ротор электродвигателя вместе с ротором датчика поворачивается по часовой стрелке. Наступает момент, когда трансформатор $Тр_2$ переходит в ненасыщенное состояние, так как он выходит из зоны, перекрытой полюсным башмаком ротора датчика. Во вторичной обмотке $Тр_2$ появляется э. д. с., которая через диод $Д_2$ открывает транзистор $Т_2$; по фазе $В$ начинает протекать ток, создающий намагничивающую силу $\bar{F}_B$. Так как по фазе $А$ ток течет по-прежнему, то поле статора будет определяться результирующей намагничивающей силой $\bar{F}_{AB}$.

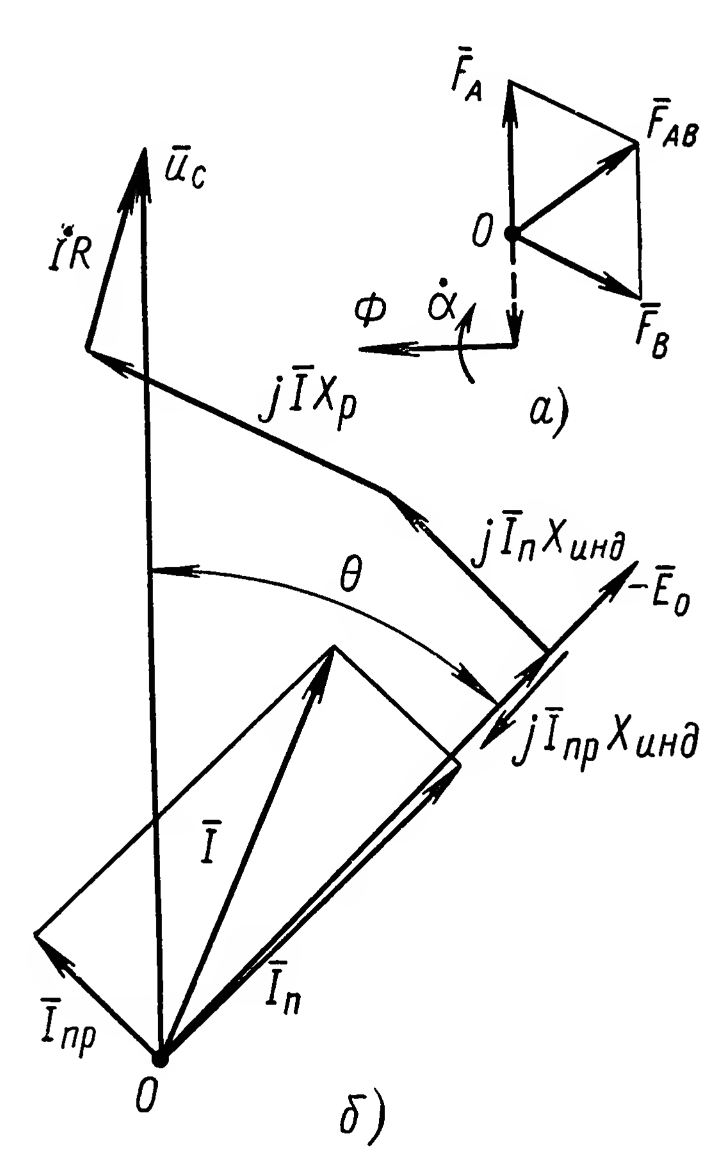


Рис. II.40. Векторные диаграммы электродвигателя:

а — векторная диаграмма намагничивающих сил; *б* — векторная диаграмма поля статора

Таким образом, поворот ротора электродвигателя на определенный угол приводит к скачкообразному перемещению поля статора. Вращающий момент приводит к дальнейшему повороту роторов двигателя и датчика, насыщению трансформатора $Тр_1$ и запиранию транзистора T_1. Фаза A отключается от сети, и намагничивающая сила статора определяется вектором $\bar{F}_B$, т. е. поле статора скачком поворачивается в ту же сторону. Это снова приводит к повороту роторов электродвигателя и датчика положения и т. д. Таким образом, если момент M, развиваемый на валу, превышает момент нагрузки $M_н$, то происходит устойчивый запуск электродвигателя.

Механические характеристики. Бесколлекторный электродвигатель постоянного тока рассматривается как синхронный электродвигатель, работающий от статического преобразователя, частота на выходе которого жестко связана со скоростью электродвигателя [3]. Особенностями его работы являются:

1. Зависимость частоты вращения ротора электродвигателя n (об/мин) от напряжения сети $U_с$ и момента нагрузки на валу $M_н$:

$$n=\frac{60f}{p}=\varphi(M_н,\ U_с), \qquad (II.103)$$

где f — частота основной гармоники тока в обмотке статора, Гц;
p — число пар полюсов.

2. Постоянство угла сдвига θ между основными гармониками э. д. с., наведенной в обмотке статора полем ротора, и фазного напряжения $U_с$:

$$\theta=\text{const}. \qquad (II.104)$$

Величина θ определяется углом сдвига в пространстве осей полюсов роторов электродвигателя и датчика, считая, что оси полюсов одноименных фаз их статоров совпадают. Угол θ не зависит от нагрузки на валу и напряжения сети.

Работа синхронного электродвигателя в качестве бесколлекторного электродвигателя постоянного тока в соответствии с условиями (II.103) и (II.104) исключает опасность выхода двигателя из синхронизма.

Рабочие характеристики бесколлекторного электродвигателя подобны характеристикам коллекторного электродвигателя постоянного тока, а угол θ эквивалентен углу сдвига щеток с геометрической нейтрали.

При работе электродвигателя от трехфазного мостового коммутатора, обеспечивающего двухполярное фазное напряжение на обмотке электродвигателя, можно написать следующее векторное уравнение напряжений:

$$\bar{U}_с=-\bar{E}_0+j\bar{I}_{пр}X_{инд}+j\bar{I}_пX_{инд}+j\bar{I}X_р+IR, \qquad (II.105)$$

где $\bar{U}_с$ — напряжение, подводимое к обмотке статора;
$\bar{E}_0$ — э. д. с., наводимая в обмотке статора потоком полюсов ротора;
$\bar{I}_{пр}$ — продольная составляющая тока статора;
$\bar{I}_п$ — поперечная составляющая тока статора;

$X_{инд}$ — индуктивное сопротивление фазы, обусловленное потоком ротора;

$X_р$ — индуктивное сопротивление фазы, обусловленное потоком рассеяния;

$\bar{I}$ — ток фазы статора;

R — активное сопротивление фазы статора.

Этому уравнению соответствует векторная диаграмма, приведенная на рис. II.40, *б*.

Параметры электродвигателя $X_{инд}$, $X_р$ и э. д. с., наводимые в обмотках, зависят от угловой скорости вращения, нагрузки на валу и напряжения сети. Принимая во внимание уравнение (II.105), выражение электромагнитной мощности электродвигателя на одну фазу можно записать в виде

$$P_{эм} = \frac{E_0}{X_c^2 + R^2}\left[U_c\left(R\cos\theta + X_c\sin\theta\right) - E_0R\right], \qquad (II.106)$$

где $X_c = X_{инд} + X_р$ — синхронное индуктивное сопротивление фазы обмотки статора.

Из уравнения (II.106) следует выражение для механической характеристики бесколлекторного электродвигателя постоянного тока

$$M_{эм} = \frac{mpC_e\Phi}{(\omega L_c)^2 + R^2}\left[U_c\left(R\cos\theta + \omega L_c\sin\theta\right) - C_e\Phi\omega R\right], \qquad (II.107)$$

где L_c — индуктивность фазы обмотки, соответствующая X_c;

C_e — коэффициент пропорциональности;

$\omega = \alpha \dot{p}$ — частота основной гармоники тока в обмотке;

Φ — магнитный поток ротора.

Уравнение (II.107) удобнее исследовать, записав его в следующей форме:

$$\mu = \frac{\cos\theta + \omega_* L_* \sin\theta - \omega_*}{L_*^2\omega_*^2 + 1}, \qquad (II.108)$$

где μ — относительное значение электромагнитного момента;

ω_* — относительное значение частоты вращения;

L_* — относительное значение индуктивности обмотки двигателя.

При $\theta = 0$ соотношение (II.108) принимает вид

$$\mu = \frac{1 - \omega_*}{L_*^2\omega_*^2 + 1}. \qquad (II.109)$$

Уравнение (II.109) показывает влияние индуктивности обмотки на форму механической характеристики. На рис. II.41 построены механические характеристики электродвигателя при различных значениях индуктивности L_* и угле $\theta = 0$. Отметим основные отличия характеристик бесколлекторного электродвигателя постоянного тока от характеристик коллекторного электродвигателя, у которого можно принять $L_* = 0$. Индуктивность обусловливает некоторую нелинейность механической характеристики, которая возрастает с увеличением скорости вращения. Механические характеристики, аналогичные характеристикам коллекторного электродвигателя, могут быть получены

только в случае, если обеспечена минимально возможная относительная индуктивность обмотки. Это может быть достигнуто уменьшением магнитной проводимости по путям потоков рассеяния обмотки и потока якоря, а также за счет снижения мощности электродвигателя.

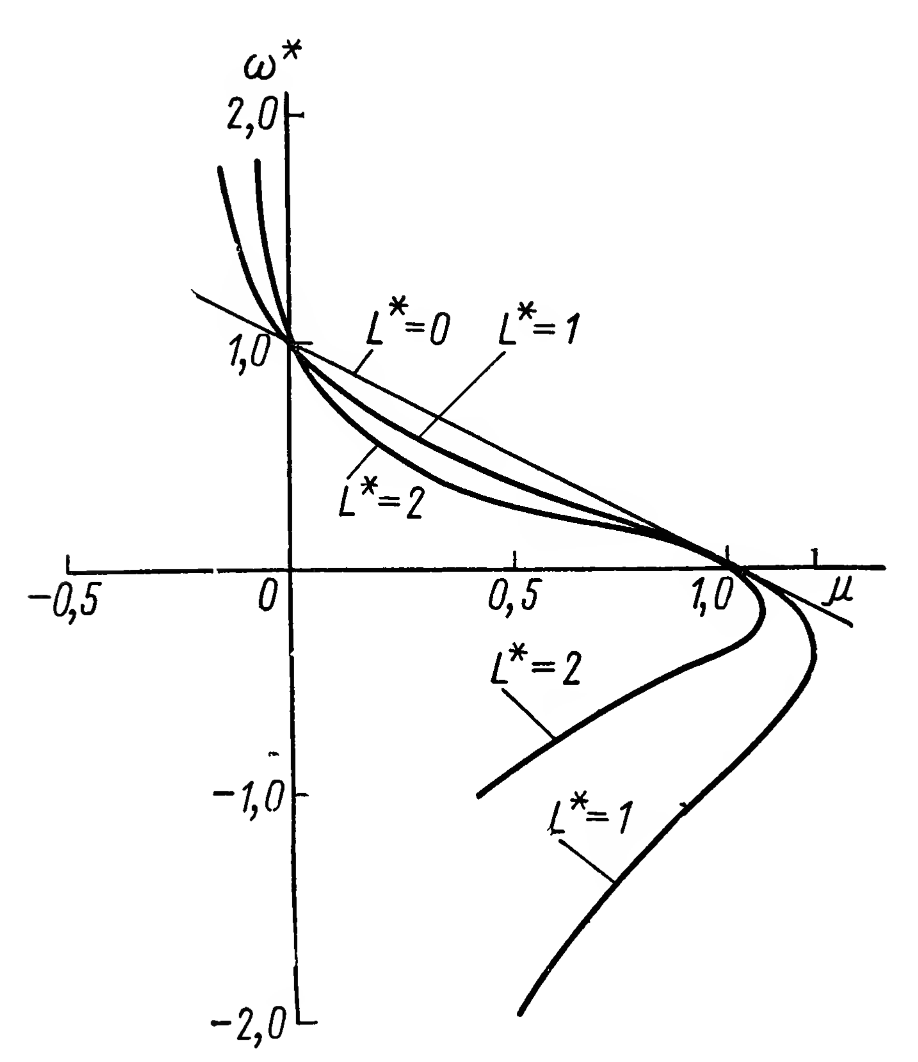


Рис. II.41. Механические характеристики электродвигателя

Частота вращения электродвигателя может плавно меняться в некоторых пределах, если изменять напряжение сети. При этом механическая характеристика в двигательном режиме работы будет перемещаться вверх или вниз в соответствии с изменением напряжения U_c, оставаясь практически параллельной исходной. Допустимые пределы регулирования напряжения ограничиваются работоспособностью коммутатора: верхний предел ограничен максимально допустимым напряжением для транзисторов, а нижний — снижением экономичности транзисторного коммутатора.

Д и н а м и к а б е с к о л л е к т о р н о г о э л е к т р о д в и г а т е л я. Уравнение динамики электродвигателя, записанное в относительной форме без учета индуктивности, имеет вид [13]:

$$\frac{d\nu}{d\tau} + \nu\psi^2(\alpha) = \psi(\alpha) - \mu_н, \qquad (II.110)$$

где $\nu = \frac{\dot\alpha}{\dot\alpha_0}$ — относительная угловая скорость ротора;

$\alpha, \dot\alpha$ — угол и угловая скорость поворота ротора, отсчитываемые от момента коммутации секции (в эл. град.);

$\dot\alpha_0$ — базовое значение угловой скорости идеального холостого хода;

$\mu_н$ — относительный момент нагрузки;

$\psi(\alpha)$ — функция, заданная на периоде $0 \leqslant \alpha \leqslant \alpha_{мк}$, как $\left|\cos\left(\alpha - \frac{\alpha_{мк}}{2}\right)\right|$, ($\psi(\alpha)$ представляет собой последовательность усеченных по краям положительных волн косинусоид, примыкающих друг к другу и имеющих в начале и конце каждого периода значение $\cos\frac{\alpha_{мк}}{2}$);

$\alpha_{мк}$ — межкоммутационный интервал, т. е. угол поворота ротора по отношению к статору между двумя последовательными переключениями;

$\tau = t/T$ — относительное время;

T — электромеханическая постоянная времени.

Свойство периодичности функции $\psi(\alpha)$ по углу поворота позволяет произвести исследование неинтегрируемого уравнения (II.110). Разлагая $\psi(\alpha)$ и $\psi^2(\alpha)$ в ряд Фурье и пренебрегая гармоническими составляющими второго и более высокого порядков, динамическое уравнение (II.110) при $\mu_н = 0$ можно записать в виде

$$\frac{dv}{d\tau} + \frac{1}{2}\left(1 + \frac{\sin\alpha_{мк}}{\alpha_{мк}}\right)v = \frac{\sin\frac{\alpha_{мк}}{2}}{\frac{\alpha_{мк}}{2}} + \left\{\frac{2\sin\frac{\alpha_{мк}}{2}}{\frac{\alpha_{мк}}{2}} \cdot \frac{1}{\left(\frac{2\pi}{\alpha_{мк}}\right)^2 - 1} - \frac{v\sin\alpha_{мк}}{\alpha_{мк}\left[\left(\frac{\pi}{\alpha_{мк}}\right)^2 - 1\right]}\right\}\cos\frac{2\pi}{\alpha_{мк}}\alpha. \qquad \text{(II.111)}$$

Общее приближенное решение уравнения (II.111) имеет вид

$$v = v_1(\tau) + e^{-\frac{1}{2}\left(1+\frac{\sin\alpha_{мк}}{\alpha_{мк}}\right)\tau} \cdot \int_0^\tau g(\tau)\, e^{-\frac{1}{2}\left(1+\frac{\sin\alpha_{мк}}{\alpha_{мк}}\right)\tau}\, d\tau,$$

где

$$g(\tau) = \left\{\frac{2\sin\frac{\alpha_{мк}}{2}}{\frac{\alpha_{мк}}{2}\left[\left(\frac{2\pi}{\alpha_{мк}}\right)^2 - 1\right]} - \frac{v_1(\tau)\sin\alpha_{мк}}{\alpha_{мк}\left[\left(\frac{\pi}{\alpha_{мк}}\right)^2 - 1\right]}\right\}\cos\frac{2\pi}{\alpha_{мк}}\alpha;$$

$$v_1 = \frac{2\sin\frac{\alpha_{мк}}{2}}{\frac{\alpha_{мк}}{2}\left(1 + \frac{\sin\alpha_{мк}}{\alpha_{мк}}\right)}\left[1 - e^{-\frac{1}{2}\left(1+\frac{\sin\alpha_{мк}}{\alpha_{мк}}\right)\tau}\right] -$$

первое приближение, не учитывающее влияния первой гармоники;

$$\alpha = \dot{\alpha}_0 T\left\{\frac{2\sin\frac{\alpha_{мк}}{2}}{\frac{\alpha_{мк}}{2}\left(1 + \frac{\sin\alpha_{мк}}{\alpha_{мк}}\right)}\tau - \frac{4\sin\frac{\alpha_{мк}}{2}}{\frac{\alpha_{мк}}{2}\left(1 + \frac{\sin\alpha_{мк}}{\alpha_{мк}}\right)^2}\left[1 - e^{-\frac{1}{2}\left(1+\frac{\sin\alpha_{мк}}{\alpha_{мк}}\right)\tau}\right]\right\}.$$

Исходя из оценки полученного решения, можно считать, что длительность переходных процессов определяется длительностью переходного процесса порождающего решения $v_1(\tau)$.

На основании линеаризованной механической характеристики электродвигателя может быть выведена идеализированная (без учета временного запаздывания и индуктивности обмотки) передаточная функция от напряжения возбуждения U_c к угловой скорости вращения ротора электродвигателя $\dot{\alpha}$:

$$W(s) = \frac{\dot{\alpha}}{U_c} = \frac{k_{дв}}{Ts + 1},$$

где $k_{дв}$ — коэффициент передачи электродвигателя.

Таким образом, электродвигатель постоянного тока, в котором в качестве входной величины принята угловая скорость $\dot{L}$, при отсутствии нагрузки эквивалентен по своим динамическим свойствам инерционному звену.

Электродвигатель постоянного тока с печатной обмоткой якоря. В последнее время в некоторых системах автоматического регулиро-

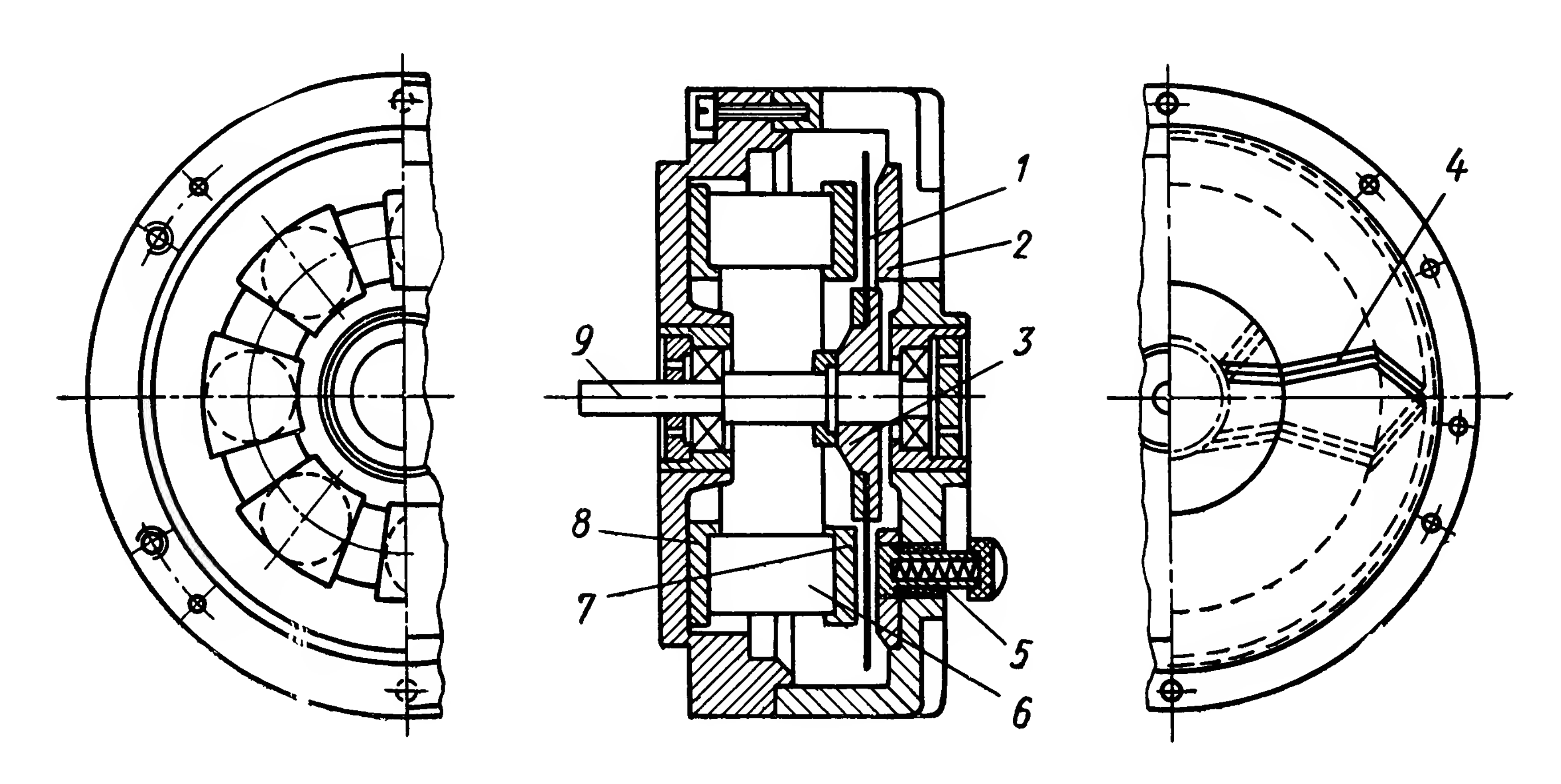


Рис. II.42. Электродвигатель постоянного тока с печатной обмоткой якоря:

1 — диск якоря; *2*, *8* — кольца из ферромагнитного материала; *3* — втулка; *4* — печатная обмотка якоря; *5* — щеткодержатель; *6* — постоянные магниты; *7* — полюсные наконечники; *9* — вал

вания получили широкое распространение малоинерционные электродвигатели постоянного тока с печатной обмоткой якоря. Они используются, например, в устройствах ввода — вывода вычислительных машин, дисковых устройствах памяти, в приводах различных лентопротяжных механизмов. Якорь этих электродвигателей имеет форму диска, на торцовые поверхности которого печатным способом нанесена обмотка якоря. Электродвигатели с печатной обмоткой мощностью до 200 Вт не имеют специального коллектора. На рис. II.42 показана конструкция электродвигателя с печатной обмоткой якоря. В магнитном поле постоянного магнита с торцовыми наконечниками *7* вращается тонкий диск *1* из изоляционного материала[1]. На обе плоскости этого диска нанесена печатным способом однослойная простая обмотка постоянного тока (рис. II.43).

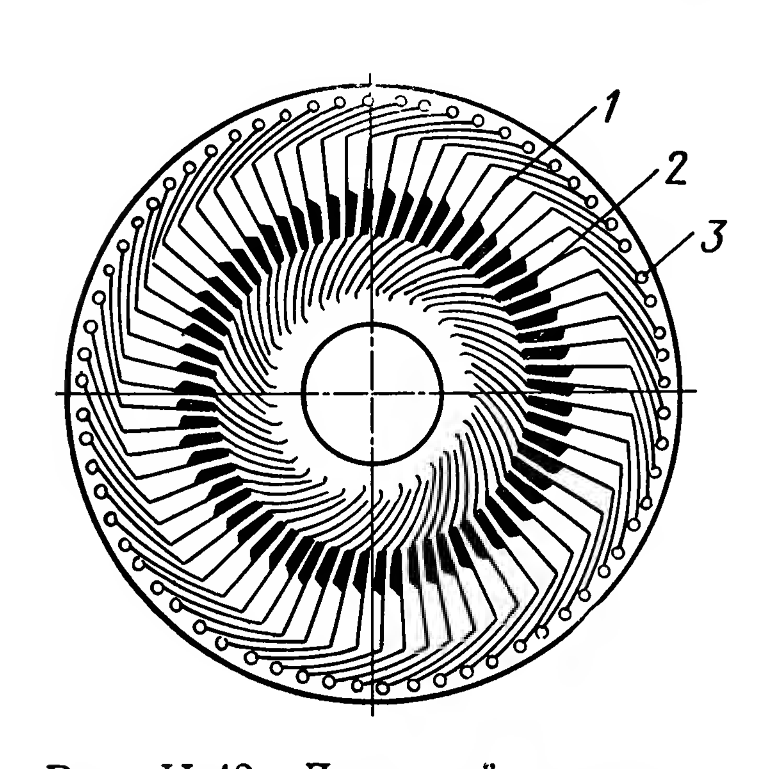


Рис. II.43. Дисковый якорь с печатной обмоткой:

1 — печатные проводники обмотки; *2* — участки печатного монтажа, соответствующие месту установки щеток; *3* — заклепки

Соединение обеих сторон печатной обмотки производится при помощи специальных «гальванических» заклепок.

[1] В электродвигателях с печатной обмоткой применяют также и электромагнитное возбуждение. В этом случае каждый сердечник полюса снабжают полюсной катушкой возбуждения.

Профиль лобовых частей эффективных проводников обычно выполняется по эвольвенте, что позволяет обеспечить по всей части одинаковую плотность тока.

Кольца *8*, *9* из ферромагнитного материала выполняют те же функции, что и сердечник якоря в электродвигателях обычной конструкции, т. е. являются элементами магнитной системы, через которые замыкается основной магнитный поток. Так как секции печатной обмотки одновитковые, а количество секций ограничено размерами диска, то электродвигатели с печатной обмоткой выполняют обычно на низкое напряжение сети.

Для увеличения мощности электродвигателя в некоторых конструкциях применяют многодисковое исполнение ротора. В этом случае электродвигатель представляет собой совокупность нескольких машин с печатной обмоткой ротора, собранных в одной магнитной системе. Мощность таких электродвигателей может достигать 20 кВт.

Электромеханическая постоянная времени электродвигателя постоянного тока с якорным управлением при одинаковых напряжениях управления и возбуждения может быть вычислена по формуле [9]

$$T = 0{,}0725 \frac{Jn}{M_п}, \qquad (II.112)$$

где T — электромеханическая постоянная времени, с;
J — момент инерции якоря, г·см·с²;
n — частота вращения холостого хода, об/мин;
$M_п$ — пусковой момент, г·см.

Для обеспечения минимальной величины электромеханической постоянной времени электродвигателя с печатной обмоткой диаметр диска должен быть минимальным. Вместе с этим на диске должно размещаться достаточное число проводников обмотки, обеспечивающее требуемые номинальные данные. В связи с этим для получения минимальных размеров диска якоря следует среднюю индукцию в воздушном зазоре выбирать возможно большей [2]:

$$B_{ср} = \frac{\Phi 10^4}{\tau l_п} [мл], \qquad (II.113)$$

где $B_{ср}$ — средняя индукция в воздушном зазоре, мл;
Φ — полезный поток полюса в воздушном зазоре, Вб;
$\tau = \frac{\pi D_{ср}}{p}$ — полюсный шаг по среднему диаметру активной части диска, см;
$D_{ср}$ — средний диаметр активной части диска, см;
p — число пар полюсов машины;
$l_п$ — размер полюса по радиусу диска, соответствующий активной длине проводника якоря.

Э. д. с. дискового якоря с печатной обмоткой можно определить по известной формуле для э. д. с. барабанного якоря [6]:

$$E = \frac{pn}{60} \cdot \frac{N}{a} \Phi [B], \qquad (II.114)$$

где $a = 1$;
N — общее число проводников на двух сторонах диска.

Максимально возможное число проводников, размещаемое на одной стороне диска, можно определить из следующего соотношения:

$$\frac{N}{2} = \frac{\pi D_i}{t_з},$$

где D_i — наименьший диаметр окружности центров гальванических заклепок внутренней лобовой части обмотки, мм;

$t_з$ — шаг между осями соседних гальванических заклепок.

Практически электромеханическая постоянная времени электродвигателей постоянного тока с печатной обмоткой якоря в 3—5 и более раз меньше электромеханической постоянной времени двухфазного асинхронного электродвигателя с полым ротором той же мощности.

Для электродвигателей мощностью 5—70 Вт с номинальной частотой вращения 3000 об/мин величина электромеханической постоянной времени находится в диапазоне 0,01—0,023 с [15].

Помимо высокого быстродействия отличительной особенностью электродвигателей с печатной обмоткой ротора является коммутация, практически не сопровождающаяся искрением. Это объясняется тем, что обмотка якоря обладает незначительной индуктивностью. Поэтому реактивная э. д. с., наводимая в коммутирующих секциях, незначительна по величине.

К недостаткам электродвигателя с печатной обмоткой ротора следует отнести более низкий к. п. д. и ограниченную долговечность вследствие износа контактирующей поверхности проводников обмотки якоря.

9. ДВИГАТЕЛЬ-МАХОВИК ПОСТОЯННОГО ТОКА

Для ориентации и стабилизации космического аппарата в пространстве на его борту необходимо иметь исполнительные устройства, создающие относительно осей управления аппарата внутренние или внешние управляющие моменты.

Во многих системах ориентации и стабилизации космических аппаратов, особенно аппаратов с длительным сроком активного существования, предназначенных для метеорологических, астрономических, геофизических целей и осуществления дальней космической радиосвязи, в качестве исполнительных устройств применяются инерционные двигатели-маховики.

В таких системах управление угловым движением аппарата относительно заданной оси осуществляется путем ускорения или замедления вращения маховика, установленного по этой оси. При этом вследствие реактивного эффекта к корпусу аппарата прикладывается момент, стремящийся вращать аппарат в направлении, противоположном направлению ускорения или замедления маховика. Для осуществления управления угловыми движениями аппарата относительно трех ортогональных осей связанной с аппаратом системы координат (осей управления) на борту устанавливают три двигателя-маховика (по одному на каждой оси управления).

Исполнительные устройства с двигателями-маховиками обладают целым рядом положительных качеств, таких, как хорошие регулировочные и весовые характеристики, достаточное быстродействие, высокая надежность, большой срок службы (до нескольких лет), малое энергопотребление и возможность обеспечения высокой точности регулирования до десятых и даже сотых долей угловой секунды [19]. Достоинство маховичных систем состоит еще и в том, что энергия, необходимая для работы двигателей-маховиков, может быть обеспечена за счет периодически подзаряжающихся бортовых источников электрической энергии (солнечных батарей, термоэлектрических преобразователей).

Недостаток системы управления с двигателем-маховиком состоит в том, что система с маховиком не в состоянии изменить кинетический момент космического аппарата на величину, превышающую максимальный кинетический момент двигателя-маховика. Для снятия накопленного кинетического момента с двигателей-маховиков необходимо иметь на борту систему разгрузки маховиков, создающую внешний момент с помощью газореактивных двигателей, моментного магнитопривода или других устройств. В зависимости от предъявляемых требований системы управления с двигателями-маховиками могут быть линейными (пропорционального регулирования) и нелинейными (релейными). Релейные системы с двигателями-маховиками наряду с простотой и надежностью в эксплуатации позволяют минимизировать расход электроэнергии. Однако с их помощью трудно реализовать высокую точность регулирования. Для получения высокой точности регулирования (десятые и даже сотые доли угловой секунды), требуемой, например, для наведения телескопа в космическом пространстве, применяются системы с двигателями-маховиками пропорционального регулирования.

В настоящее время двигатели-маховики находят широкое применение в системах управления многих действующих космических аппаратов. Они применены в системе ориентации и стабилизации высотной геофизической автоматической станции ВГАС, в системах ориентации и стабилизации орбитальной геофизической обсерватории (OGO), орбитальной солнечной обсерватории (OSO), орбитальной астрономической обсерватории (OAO), спутников Тирос, Нимбус и др. [20].

В качестве привода инерционных маховиков могут быть использованы двигатели различных типов, однако наиболее приемлемыми в условиях космического полета являются электродвигатели.

Характеристики исполнительных устройств с двигателями-маховиками определяются прежде всего типом приводного двигателя. Ниже рассматривается применение различных типов электродвигателей постоянного тока в качестве привода маховиков.

Электродвигатели постоянного тока с независимым возбуждением находят широкое применение в системах автоматического регулирования. Но вследствие сравнительно больших потерь холостого хода применение этих двигателей для привода маховиков ограничено.

Принципиально возможно применение в качестве привода маховиков электродвигателя постоянного тока с последовательным возбуж-

дением (сериесной машины), который обладает рядом преимуществ по сравнению с электродвигателем независимого возбуждения. В процессе разгона до одинаковой установившейся скорости он потребляет меньше энергии, чем электродвигатель с независимым возбуждением, способен развивать большие пусковые моменты, в меньшей степени подвержен влиянию реакции якоря и имеет более линейную моментную характеристику. Однако из-за низкого к. п. д. применение двигателя постоянного тока с последовательным возбуждением в качестве привода маховиков также является малоцелесообразным. Электродвигатель постоянного тока с возбуждением от постоянного магнита имеет только одну обмотку якоря и характеризуется большим к. п. д. по сравнению с рассмотренными выше типами электродвигателей постоянного тока. Повышенный к. п. д. объясняется отсутствием обмотки возбуждения, которая должна находиться под напряжением и в режиме холостого хода. К недостаткам этого электродвигателя относятся наличие коллектора, что требует герметизации щеточно-коллекторного узла, размагничивание постоянных магнитов и невозможность управления скоростью в диапазоне, превышающем 8 : 1. Однако последний недостаток может быть устранен введением обратной связи по скорости. Наличие щеточно-коллекторного узла снижает надежность электродвигателя, является источником радиопомех, акустического шума, пыли, засоряющей подшипниковые узлы, и создает опасность при работе во взрывоопасной среде. Последние недостатки полностью исключаются в бесколлекторных электродвигателях постоянного тока.

В настоящее время в качестве привода маховиков применяются электродвигатели постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов и бесколлекторные электродвигатели.

При вращении ротора двигателя-маховика на него действует нагрузка, основными составляющими которой являются:

1) динамическая нагрузка или нагрузка моментом $M_д$ силы инерции, пропорциональным ускорению вращения ротора двигателя-маховика:

$$M_д = J_{дв}\dot{\Omega}_{дв}, \qquad (II.115)$$

где $J_{дв}$ — суммарный момент инерции вращающихся частей двигателя-маховика;

$\Omega_{дв}$ — угловая скорость ротора двигателя-маховика;

2) статический момент сухого трения $M_с$, величина которого имеет постоянное значение, а знак зависит от знака скорости:

$$\left.\begin{aligned} &M_с(\Omega_{дв}) = M_с \operatorname{sign}\Omega_{дв} \quad \text{при} \quad \Omega_{дв} \neq 0; \\ &-M_с < M_с(\Omega_{дв}) < +M_с \quad \text{при} \quad \Omega_{дв} = 0, \end{aligned}\right\} \qquad (II.116)$$

3) момент вязкого трения $M_{ск}$, пропорциональный угловой скорости вращения ротора двигателя-маховика,

$$M_{ск} = c_\Omega \Omega_{дв}, \qquad (II.117)$$

где c_Ω — коэффициент пропорциональности между скоростью вращения ротора двигателя-маховика и моментом вязкого трения;

при этом считаем, что линеаризация $c_\Omega \Omega_{дв}$ учитывает момент, зависящий от квадрата угловой скорости электродвигателя.

Требуемый момент инерции ротора двигателя-маховика может быть определен из соотношения для кинетического момента

$$J_{дв} \Delta\Omega_{дв} = M_{в_0} \Delta t, \qquad (II.118)$$

где $\Delta\Omega_{дв}$ — изменение угловой скорости двигателя-маховика;

$M_{в0}$ — среднее значение внешнего возмущающего момента, действующего на корпус аппарата;

Δt — время действия внешнего момента.

Откуда, задаваясь величиной изменения угловой скорости двигателя-маховика, получим

$$J_{дв} = \frac{M_{в_0} \Delta t}{\Delta\Omega_{дв}}.$$

Момент инерции двигателей-маховиков в 10—100 раз превышает момент инерции обычных двигателей, используемых в системах автоматического регулирования.

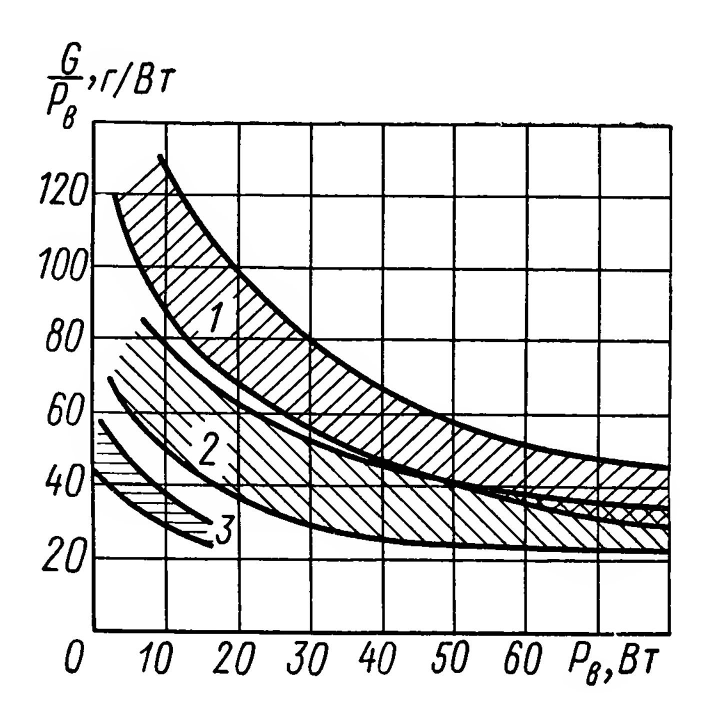


Рис. II.44. Зависимость величины $\frac{G}{P_в}$ от мощности $P_в$ на валу:

1 — область для электродвигателей переменного тока; 2 — для коллекторных электродвигателей постоянного тока; 3 — для электродвигателей постоянного тока с постоянными магнитами.

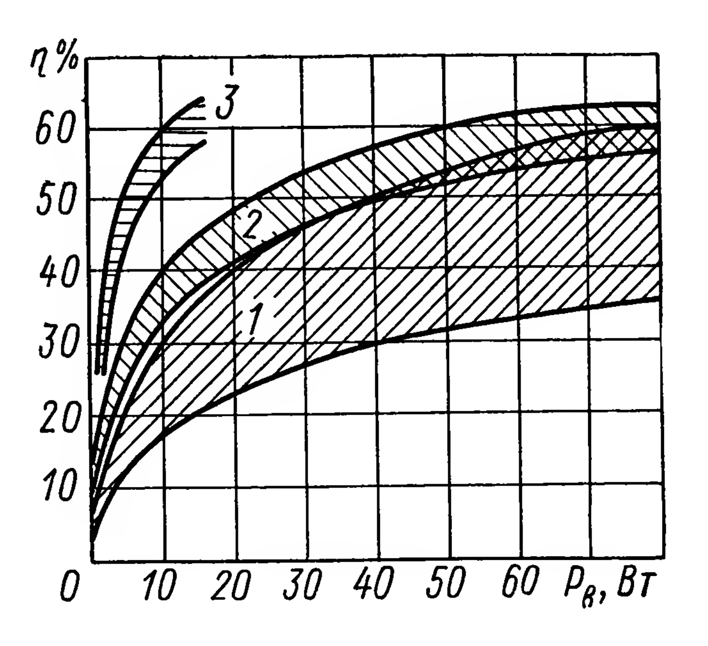


Рис. II.45. Зависимость к. п. д. от мощности $P_в$ на валу:

1 — область для электродвигателей переменного тока; 2 — для коллекторных электродвигателей постоянного тока; 3 — для электродвигателей постоянного тока с постоянными магнитами; G — масса электродвигателя; $P_в$ — мощность на валу; η — к.п. д.; $n = 3000 \div 6000$ об/мин

Электродвигатели постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов. Коллекторные электродвигатели постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов наиболее полно удовлетворяют требованиям, предъявляемым к приводным двигателям маховиков. Они обладают не только наименьшей массой на единицу мощности (рис. II.44), высоким к. п. д. (рис. II.45), но и достаточно линейной механической характеристикой.

Принципиальная электрическая схема двигателя-маховика с двигателем постоянного тока, возбуждаемым от постоянных магнитов ПМ, приведена на рис. II.46, *а*.

Управление скоростью двигателя-маховика осуществляется изменением напряжения $U_я$, приложенного к якорю. На валу электродвигателя находится маховик (инерционная нагрузка) с моментом инерции J и к валу приложена статическая нагрузка сухого $M_с$ и вязкого $M_{ск}$ трения.

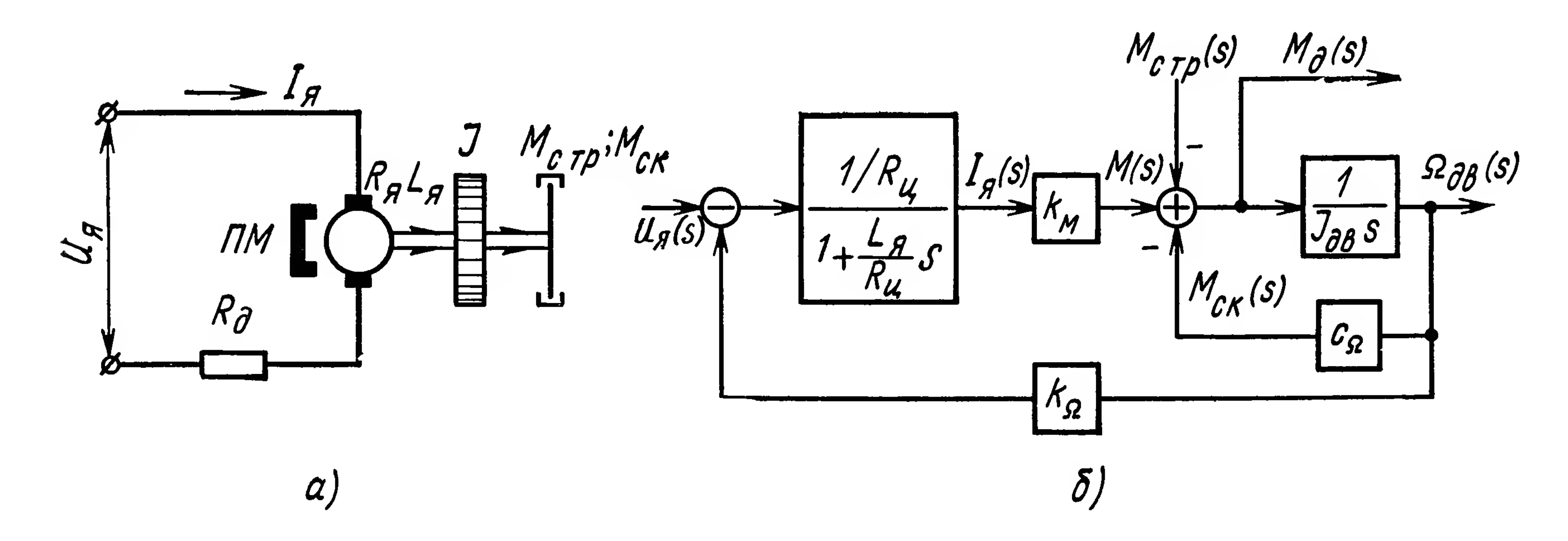


Рис. II.46. Схемы двигателя-маховика постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов:

а — принципиальная электрическая схема; *б* — структурная схема

Л и н е а р и з о в а н н а я   п е р е д а т о ч н а я   ф у н к ц и я   д в и г а т е л я - м а х о в и к а. Для двигателя-маховика постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов справедливы следующие уравнения:

уравнение э. д. с. для цепи якоря

$$U_я(s) = L_я s I_я(s) + I_я(s) R_ц + k_\Omega \Omega_{дв}(s), \qquad (II.119)$$

уравнение моментов на валу электродвигателя

$$M(s) = k_M I_я(s) = J_{дв} s \Omega_{дв}(s) + c_\Omega \Omega_{дв}(s) + M_с(s), \qquad (II.120)$$

где $U_я$ — напряжение, приложенное к цепи обмотки якоря;
$I_я$ — ток в цепи якоря;
$L_я$ — индуктивность обмотки якоря;
k_Ω — коэффициент пропорциональности между противоэлектродвижущей силой и угловой скоростью электродвигателя;
$R_ц$ — активное сопротивление якорной цепи (электродвигателя, добавочного сопротивления и усилителя);
M — электромагнитный (вращающий) момент;
k_M — коэффициент пропорциональности между током и моментом.

Структурная схема двигателя-маховика, соответствующая уравнениям (II.119) и (II.120), приведена на рис. II.46, *б*.

Решая совместно уравнения (II.119) и (II.120), получим

$$U_я(s) = k_\Omega^* \left[1 + \frac{\tau_р \left(1 + c_\Omega \frac{\tau_э}{J_{дв}}\right)}{1 + c_\Omega \frac{\tau_р}{J_{дв}}} s + \frac{\tau_р \tau_э}{1 + c_\Omega \frac{\tau_р}{J_{дв}}} s^2 \right] \Omega_{дв}(s) +$$

$$+ \frac{R_ц}{k_M}(1 + \tau_э s) M_с(s), \qquad (II.121)$$

где $\tau_р = \frac{J_{дв} R_ц}{k_\Omega k_M}$ — постоянная времени разгона электродвигателя (электромеханическая постоянная времени);

$\tau_э = \frac{L_я}{R_ц}$ — электромагнитная постоянная времени цепи обмотки якоря;

$k_\Omega^* = k_\Omega \left(1 + c_\Omega \frac{\tau_р}{J_{дв}}\right)$.

Поскольку для двигателей-маховиков $\tau_э \ll \tau_р$, то пренебрегая членами, содержащими $\tau_э$, можем упростить последнее уравнение, которое примет вид

$$U_я(s) = k_\Omega^* (1 + \tau_р^* s) \Omega_{дв}(s) + \frac{R_ц}{k_M} M_с(s), \qquad (II.122)$$

где

$$\tau_р^* = \frac{\tau_р}{1 + c_\Omega \frac{\tau_р}{J_{дв}}}.$$

Положив в уравнении (II.122) $M_с = 0$, найдем передаточную функцию двигателя-маховика по отношению к управляющему воздействию:

$$\frac{\Omega_{дв}(s)}{U_я(s)} = \frac{1/k_\Omega^*}{1 + \tau_р^* s}. \qquad (II.123)$$

Уравнение (II.122) позволяет получить соотношения для вычисления постоянной времени разгона двигателя-маховика. Действительно, записав уравнение (II.122) в дифференциальной форме, найдем выражение для $\Omega_{дв}$ в функции времени (при $M_с = 0$). Далее, дифференцируя найденное выражение по времени, получим при $t = 0$

$$\tau_р^* = \frac{\Omega_{дв\,max}}{\dot{\Omega}_{дв\,max}},$$

где $\Omega_{дв\,max} = \frac{U_я}{k_\Omega^*}$, $\dot{\Omega}_{дв\,max}$ — соответственно максимальная угловая скорость и максимальное угловое ускорение двигателя-маховика.

Используя уравнение (II.118), при $\Delta\Omega_{дв} = \Omega_{дв\,max}$, найдем

$$\tau_р^* = \frac{M_{в_0} \Delta t}{J_{дв} \dot{\Omega}_{дв\,max}} = \frac{M_{в_0} \Delta t}{M_{дв\,max}},$$

где $M_{дв\,max}$ — максимальный динамический момент, создаваемый двигателем-маховиком.

Величина максимального динамического момента может быть найдена из ориентировочного соотношения

$$M_{\text{дв max}} = (3 \div 5)\, M_{\text{в max}},$$

где $M_{\text{в max}}$ — максимальное значение внешнего возмущенного момента, действующего на корпус аппарата.

10. ДВИГАТЕЛЬ-МАХОВИК С БЕСКОЛЛЕКТОРНЫМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Наиболее перспективным двигателем для применения в качестве привода маховиков является бесколлекторный электродвигатель постоянного тока с электронной коммутацией. Он обладает существенными преимуществами перед обычными коллекторными электродвигателями постоянного тока. Наряду с такими достоинствами коллекторного двигателя, как хорошая линейность регулировочной характеристики, высокий к. п. д., низкая пульсация момента, небольшие размеры и масса, бесколлекторный двигатель не требует установки щеток и связанной с этим герметизации щеточно-коллекторного узла. Такой двигатель не создает акустического шума, возникающего при механической коммутации, и не является источником радиотехнических помех.

Бесколлекторный двигатель постоянного тока имеет также существенные преимущества и перед электродвигателями переменного тока, использующимися в качестве привода маховиков. Он легче, потребляет меньшую по сравнению с электродвигателем переменного тока мощность, имеет сравнимую или лучшую надежность, обеспечивает более точное управление угловым положением аппарата [20]. Кроме того, для такого электродвигателя отношение полезного момента к его массе больше, чем для электродвигателей переменного тока. Бесколлекторный двигатель постоянного тока может работать в широком диапазоне скоростей. Срок службы бесколлекторного электродвигателя постоянного тока определяется главным образом подшипниками, поэтому можно практически реализовать электродвигатель с достаточно большим сроком службы — до нескольких лет и более.

Важным преимуществом бесколлекторных электродвигателей постоянного тока также является возможность пространственного разъединения силового узла и электронного блока коммутации электродвигателя. Это обстоятельство упрощает схему охлаждения электродвигателя, так как часть общих потерь энергии в нем приходится на коммутирующие цепи. Больше того, коммутирующий узел может действовать в среде с нормальной температурой даже тогда, когда электродвигатель должен работать при высокой температуре окружающей среды.

Недостатки применяемых в настоящее время бесколлекторных электродвигателей постоянного тока: ограниченная возможность работы в широком диапазоне температур окружающей среды (что лимитируется характеристиками полупроводниковых элементов) и их высокая стоимость.

Бесколлекторный двигатель-маховик (рис. II.47) представляет собой машину с постоянными магнитами на роторе *3* и обмоткой *1*, расположенной на статоре *2* [13]. Для бесконтактного переключения обмотки статора используется электронный коммутатор *ЭК*, который выполняет роль коллектора. Электронный коммутатор управляется от датчика положения, выполняющего функции щеток коллекторного электродвигателя постоянного тока. Датчик положения обычно выполняется бесконтактным. Чувствительные элементы датчика положения *4*, генерирующие выходные сигналы, размещаются на статоре, а с валом электродвигателя связывается якорь *5* датчика положения, форма которого определяет порядок чередования и длительность сигналов чувствительных элементов датчика.

Особенность бесколлекторного электродвигателя постоянного тока состоит в том, что частота переключения секций обмотки статора регулируется автоматически самой машиной, благодаря наличию позиционной обратной связи ротора по отношению к статору, характерной для коллекторной машины. Это позволяет рассматривать бесколлекторный электродвигатель постоянного тока как аналог коллекторного двигателя с независимым возбуждением.

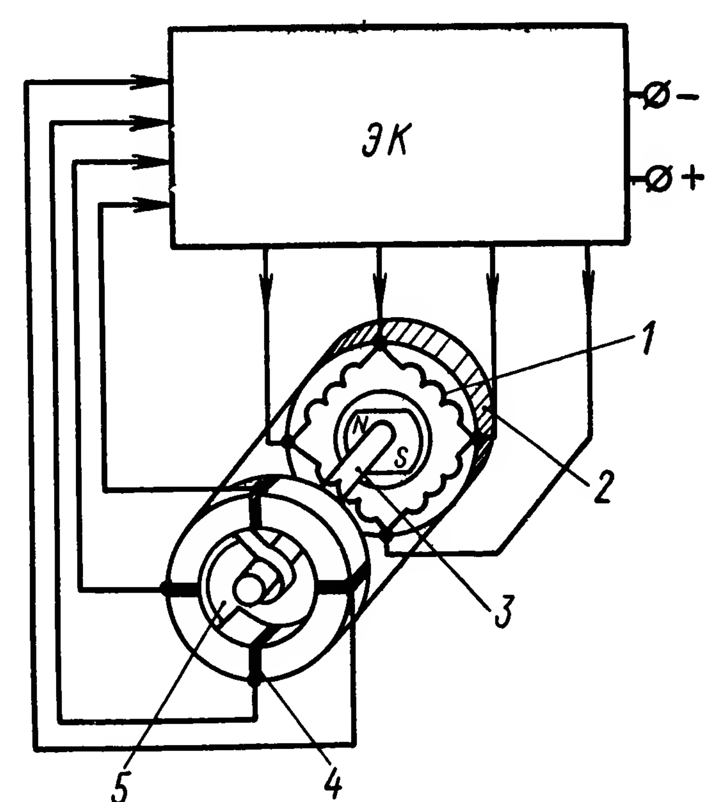


Рис. II.47. Принципиальная схема бесколлекторного электродвигателя постоянного тока

Основные характеристики бесколлекторного электродвигателя постоянного тока, количество переключающих элементов коммутатора, а также число чувствительных элементов датчика положения ротора определяются типом используемой обмотки статора эдектродвигателя и способом подключения ее к источнику питания.

Чтобы обеспечить хорошие пусковые характеристики и плавную работу двигателя-маховика, обмотка статора бесколлекторного приводного электродвигателя должна быть многофазной. Чем больше число фаз, тем лучше пусковые свойства и равномернее работа машины. Однако увеличение числа фаз обмотки статора двигателя усложняет схему коммутатора и увеличивает необходимое число элементов датчика положения. Поэтому для машин небольшой мощности наиболее рациональными являются двухфазные или трехфазные обмотки. Каждая секция обмотки статора может работать все время (двухполупериодное преобразование) или часть времени (однополупериодное преобразование). При двухполупериодном преобразовании лучше используется обмотка статора, однако схема коммутатора значительно усложняется (число элементов увеличивается в 2 раза).

Для электродвигателей небольшой мощности рациональным является однополупериодное преобразование. Двухфазная обмотка при этом выполняется четырехсекционной с одновременной работой двух взаимно перпендикулярных секций, при этом все время работает

одна половина обмотки. При трехфазной обмотке с тремя секциями и однополупериодном преобразовании секции работают поочередно и обмотка используется на одну треть [13]. Схемы различных типов обмотки статора и способы подключения к источнику питания показаны на рис. II.48.

Обмотка статора бесконтактного электродвигателя маховиков может выполняться либо замкнутой, либо разомкнутой. Применение замкнутых обмоток улучшает использование материала, но требует

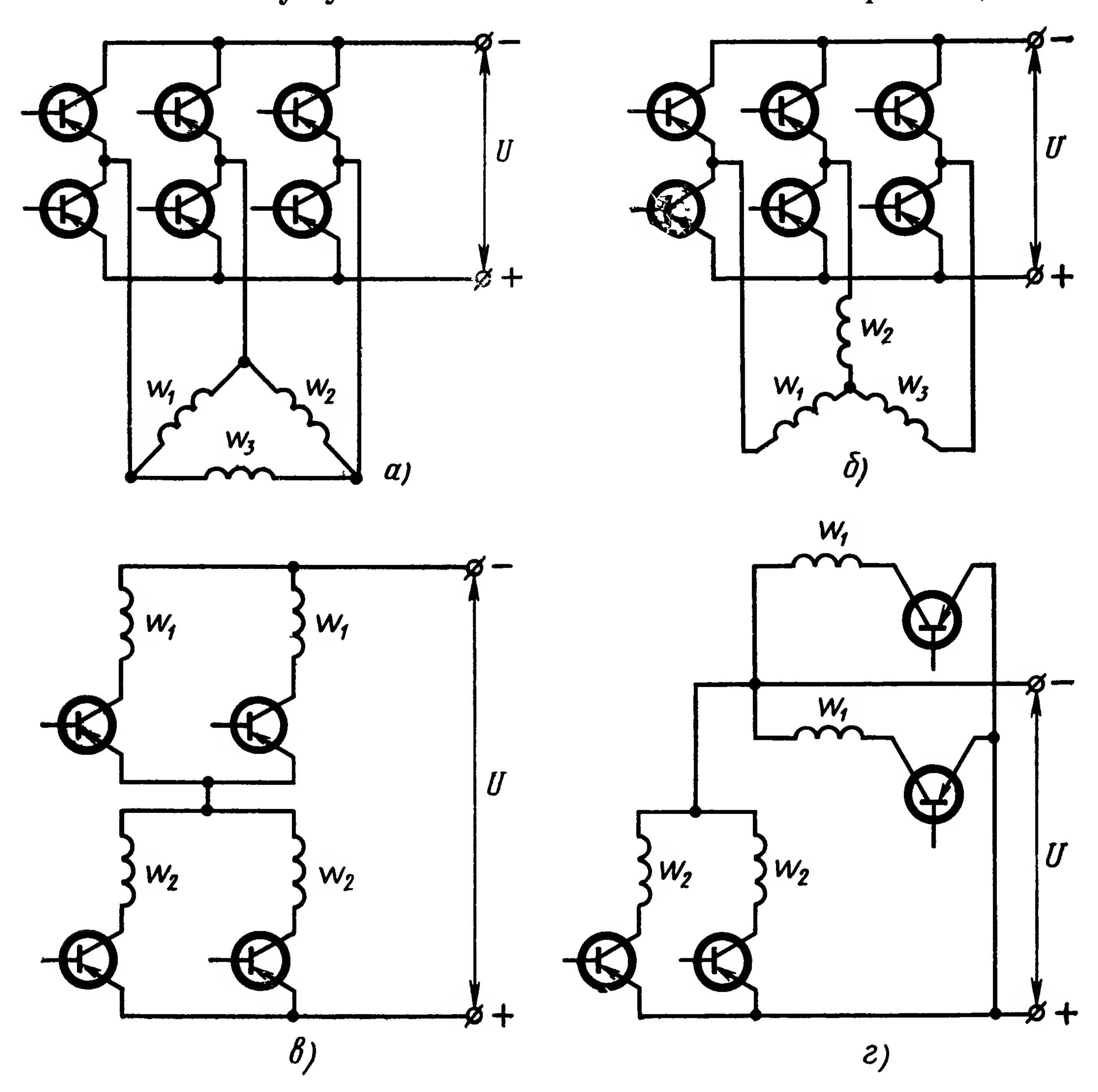


Рис. II.48. Схемы различных типов обмоток статора и способы подключения их к источнику питания:

а — замкнутая; *б* — разомкнутая; *в* — разомкнутая с последовательным подключением секций к источнику питания; *г* — разомкнутая с параллельным подключением секций к источнику питания

двухполупериодного преобразования питающего напряжения, что усложняет коммутирующее устройство. Поэтому для электродвигателей небольшой мощности обычно применяются разомкнутая обмотка и однополупериодное преобразование напряжения.

На рис. II.49 изображены функциональная и структурная схемы электродвигателя с однополупериодным преобразованием. Фазы обмотки электродвигателя питаются постоянным током от источника питания через управляемый датчиком положения *ДП* электронный коммутатор ЭК.

Управление электронным коммутатором ЭК осуществляется сигналами U (φ), вырабатываемыми датчиком положения *ДП* в зависимости

от угла поворота (φ) вала двигателя ЭДв. Последовательное переключение транзисторов коммутатора синхронно с вращением ротора *Р* создает вращающееся магнитное поле. Вращение этого поля скачкообразное. При протекании тока по одной из фаз магнитное поле, создаваемое током этой фазы, неподвижно в пространстве. При включении следующей фазы направление магнитного поля займет в пространстве положение, отличное от предыдущего на $\frac{2\pi}{m}$ электрических градусов, где m — число фаз. Ротор электродвигателя *Д* будет следовать за вращающимся полем статора. Аналогично работает бесколлекторный электродвигатель с трехфазной двухполупериодной схемой, только поворот магнитного поля при переключении фаз в каждом случае происходит на $\frac{\pi}{m}$ эл. град.

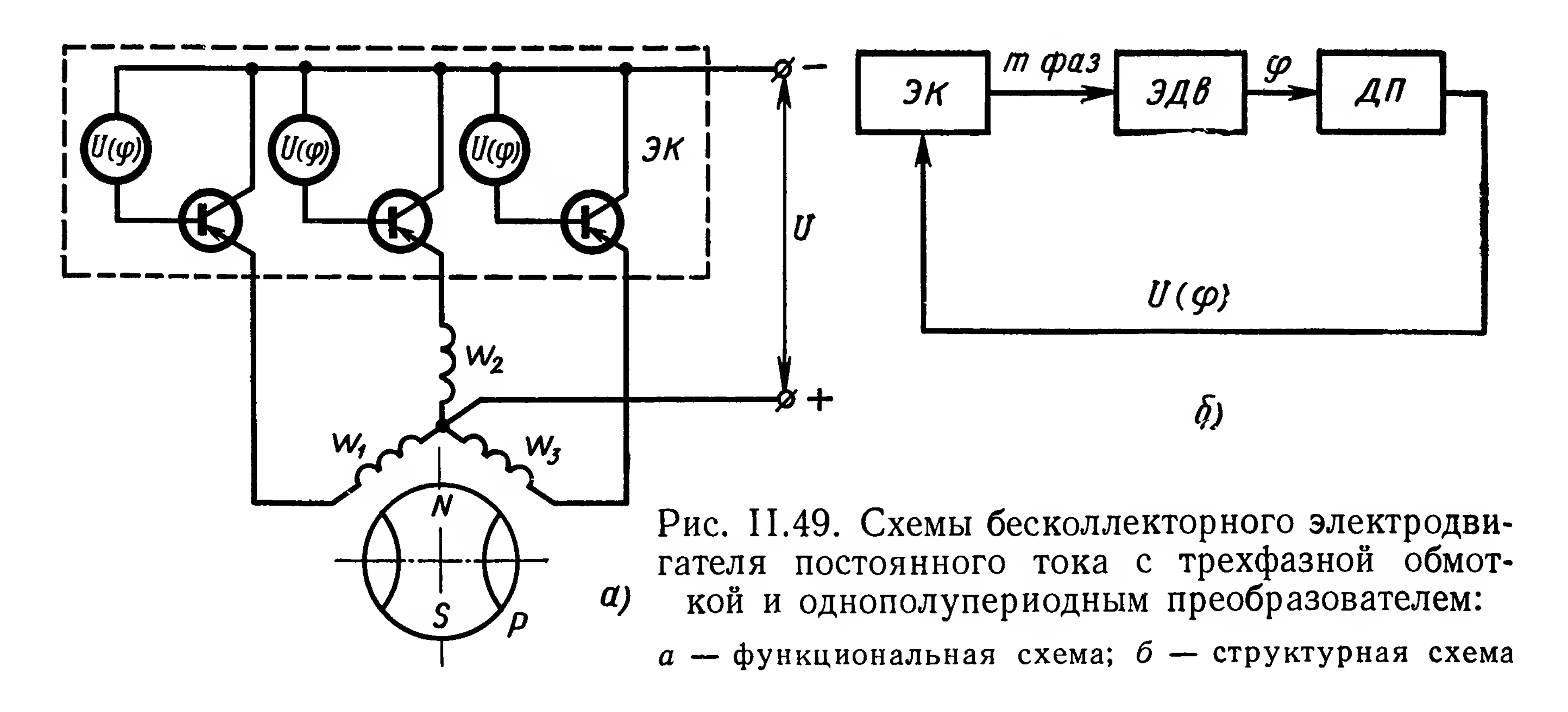


Рис. II.49. Схемы бесколлекторного электродвигателя постоянного тока с трехфазной обмоткой и однополупериодным преобразователем:

а — функциональная схема; *б* — структурная схема

Характеристики и уравнения, описывающие электромеханические процессы бесколлекторного двигателя-маховика постоянного тока, можно считать идентичными характеристикам и уравнениям обычной коллекторной машины постоянного тока с возбуждением от постоянного магнита [20].

Бесколлекторный двигатель-маховик с датчиками Холла. Информацию о положении ротора электродвигателя можно передавать магнитным полем, используя для этого гальваномагнитные приборы, например магнитодиоды, или датчики Холла. Однако использование датчиков Холла приводит к усложнению конструкции электродвигателя, так как для формирования крутого фронта импульсов датчика положения датчики Холла должны быть расположены в специальном магнитопроводе с отдельным магнитом. Очень малый к. п. д. датчиков Холла, небольшая величина выходного сигнала и необходимость питать их низким напряжением связаны с дополнительными расходами энергии и усложнением схемы коммутатора. Значительная зависимость параметров гальваномагнитных приборов от температуры резко уменьшает температурный диапазон работы электродвигателя. Тем не менее свойство датчиков Холла реагировать на знак и величину магнитного поля, на полярность питающего напряжения, а также

практически неограниченное время работы определяют в некоторых случаях целесообразность их применения.

Примером бесколлекторного двигателя-маховика постоянного тока, в котором для определения положения ротора относительно неподвижного статора используются датчики Холла, может служить электродвигатель, описанный в работе [20], предназначенный для применения на Технологическом спутнике (ATS). Принципиальная схема этого двигателя показана на рис. II.50. Двигатель-маховик состоит из ротора *4*, выполненного в виде постоянного магнита, статора с двумя взаимно перпендикулярными обмотками w_1, w_2, двух датчиков Холла, расположенных в воздушном зазоре электродвигателя, и двух усилителей мощности постоянного тока *У*, которые усиливают напряжения, снимаемые с датчиков Холла, и управляют обмотками электродвигателя так, чтобы обеспечить постоянный момент независимо от положения ротора. Так как напряжения датчиков Холла пропорциональны возбуждающему их току управления I, то величина и направление момента электродвигателя также пропорциональны току управления.

Электронный коммутатор (рис. II.50) состоит из двух усилителей мощности с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), преобразователя постоянного тока и усилителя входного сигнала. Электронные устройства работают от одного источника питания $U_п$ постоянного тока напряжением 28 В. Характерная особенность двигателя-маховика состоит в том, что его электронные устройства расположены внутри корпуса электродвигателя, что снижает габаритные размеры и массу. Применение усилителей мощности с ШИМ обусловлено их высоким к. п. д. при всех уровнях выходного напряжения и их относительной простотой. В усилителях с ШИМ легко осуществима обратная связь по току, обеспечивающая лучшую линейность характеристики и относительно большой допуск на изменение напряжения источника питания. Кроме того, такие усилители позволяют осуществлять рекуперацию энергии в источник питания, когда двигатель-маховик тормозится.

Конструктивная схема двигателя-маховика показана на рис. II.51. Он имеет следующие характеристики и параметры:

кинетический момент, кГм · с	0,69
номинальная частота вращения, об/мин	2000
момент инерции вращающихся частей, 10^{-3} кГм · с^2	3,26
общая масса, кГ	6,8
диаметр, мм	290
длина, мм	110
время разгона, с	95
пусковой момент, Г · см	760
механическая характеристика	жесткая
линейность механической характеристики, %	1
входной сигнал, необходимый для развития полного момента, В	± 5
количество элементов электроники	146
напряжение питания, В	от 24 до 30
пусковая мощность, Вт	6,5
пиковая мощность, Вт	24
ток возбуждения датчиков Холла, мА	25

Бесколлекторный двигатель-маховик с фотоэлектронной коммутацией. Одним из перспективных методов обеспечения бесконтактной коммутации является применение фотоэлектронного коммутатора, который представляет собой цилиндрический экран, связанный с ротором, выполненным из постоянного магнита. Внутри экрана помещен неподвижный источник света. Оптическое устройство во вращающемся экране формирует луч света, который попадает на неподвижные фоточувствительные элементы, установленные вокруг экрана. При вращении ротора фоточувствительные элементы последовательно возбуждаются, вырабатывая управляющие сигналы, которые поступают на электронную схему коммутации. Последняя работает таким образом, чтобы генерируемый в статоре электродвигателя ток протекал в направлении, необходимом для создания вращающего момента.

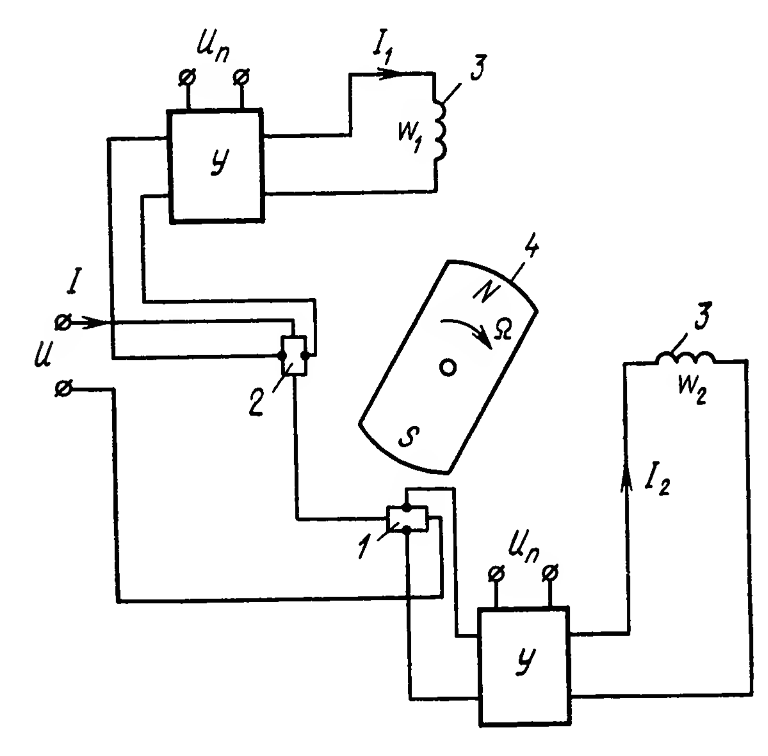


Рис. II.50. Принципиальная схема бесколлекторного двигателя-маховика постоянного тока с датчиками Холла:

1, 2 — датчики; *3* — обмотки двигателя; *4* — ротор

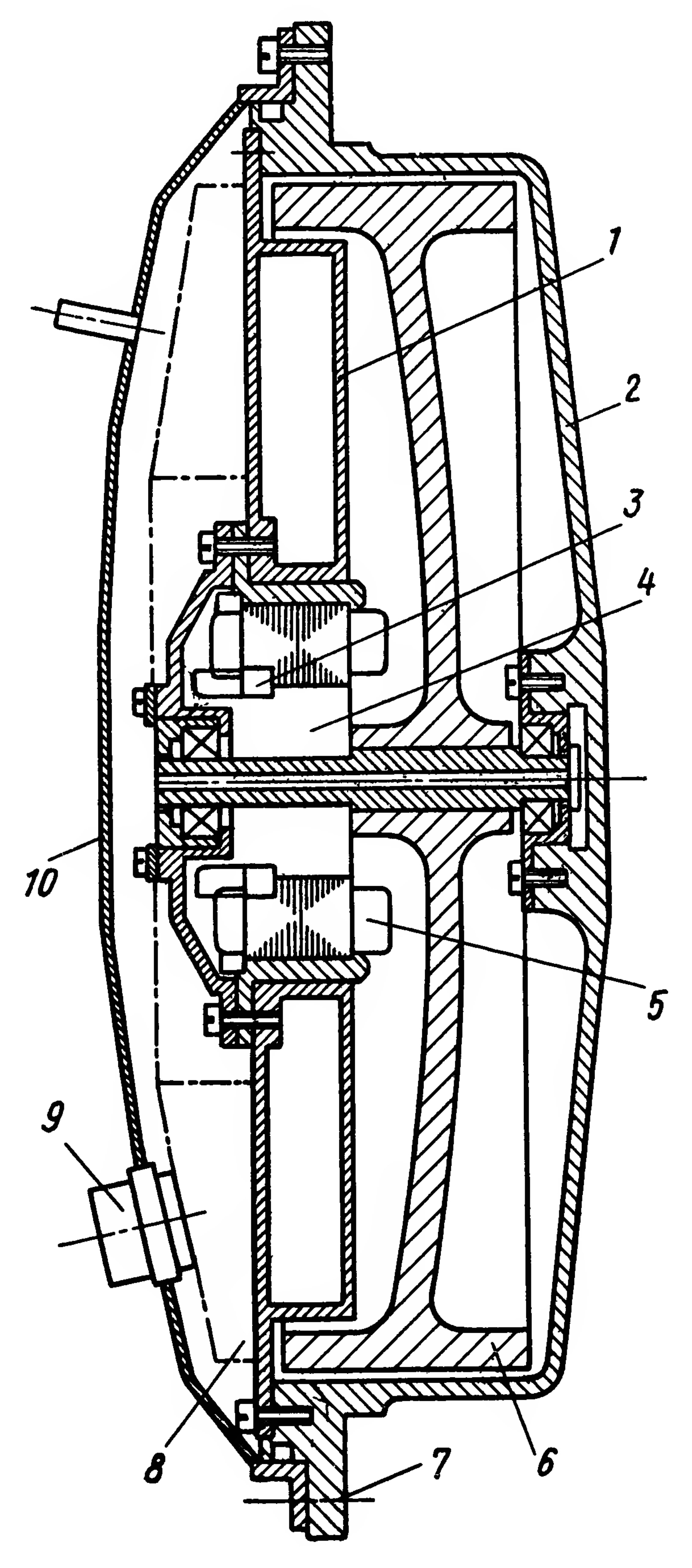


Рис. II.51. Поперечное сечение двигателя-маховика с датчиками Холла:

1 — основание двигателя; *2* — корпус; *3* — датчик Холла; *4* — ротор двигателя; *5* — статор двигателя; *6* — инерционный маховик; *7* — установочная поверхность; *8* — электронные приборы; *9* — разъем; *10* — крышка

В качестве фоточувствительного элемента используются фотодиоды или фотосопротивления.

При выборе типа фоточувствительных устройств учитывают необходимость обеспечения высокого быстродействия, малых размеров, хорошей чувствительности к свету, минимальной чувствительности к изменению температуры. Отрицательным фактором при использовании

фоточувствительных устройств являются ограничения, накладываемые на электродвигатель по диапазону рабочих температур, времени работы и потреблению электрической энергии.

Примером двигателя-маховика с фотоэлектронным коммутатором является двигатель-маховик, описанный в работе [23]. Система съема сигнала о положении ротора здесь состоит из источника света, экрана с оптикой и фоточувствительного устройства. Максимальное время нарастания сигнала выбранного фоточувствительного устройства составляет 1,5 мкс. Такое высокое быстродействие коммутирующего устройства практически не ограничивает выбор необходимой рабочей угловой скорости двигателя-маховика.

Двигатель-маховик имеет следующие данные [23]:

напряжение питания, В	24
потребляемая мощность, Вт	30
момент (при частоте вращения 215 об/мин), кГм	0,062
момент инерции, кГм · с^2	$5{,}48 \cdot 10^{-3}$
частота вращения холостого хода, об/мин	346
ток холостого хода, А	0,17
к. п. д., %	55
масса, кГ	5,62
диаметр, мм	305
длина, мм	76,2

Рассматриваемый двигатель-маховик имеет семь пар полюсов, поэтому фотоэлектронный коммутатор совершает полный цикл электрического переключения за $^1/_7$ оборота маховика или семь полных циклов — за один оборот. Это переключение обеспечивается фотодатчиками, которые расположены равномерно по окружности на специальном кольце, и каждый датчик освещается отдельным источником света. Симметричный световой экран, имеющий семь прорезей шириной приблизительно 17°, вращается между источниками света и фотодатчиками, освещая каждый из них 7 раз за один оборот маховика. Датчики устанавливаются на возможно большем диаметре, чтобы обеспечить коммутацию на большой скорости.

Для обеспечения реверсирования электродвигателя используются два комплекта фотодатчиков. Против каждого источника света установлено два фотодатчика таким образом, что каждый из них имеет достаточную освещенность. Направление вращения определяется тем, какой из комплектов фотодатчиков осуществляет коммутацию тока.

Для достижения независимости вращающего момента двигателя-маховика от угловой скорости вращения в коммутаторе применяется ограничение тока при малых угловых скоростях за счет внутренних свойств переключающей цепи. Блок-схема двигателя-маховика и коммутатора показана на рис. II.52.

Коммутатор состоит из двух групп переключателей: *1*, *5*, *6* и *2*, *3*, *4*.

Переключатели *2*, *3*, *4* выполняют только задачу переключения тока в обмотках статора во всем рабочем диапазоне скоростей. Переключатели *1*, *5*, *6* выполняют двойную задачу — переключения тока и токового ограничения. В диапазоне частот вращения электродвигателя от 0 до 250 об/мин они работают в ненасыщенном режиме и переходят в ключевой режим только при достижении частоты вращения 250 об/мин.

Ограничение тока, осуществляемое в коммутаторе, не требует установки дополнительных сериесных сопротивлений.

Переключатель *5* (*1* или *6*) (рис. II.52) работает следующим образом. При нулевом управляющем входном сигнале U ток I_1 протекает через диоды $Д_1$, $Д_2$ и резистор R_1, величина которого выбирается достаточно малой. При этом результирующее напряжение на базе транзистора T_2 недостаточно, чтобы открыть транзистор T_3, хотя некоторый ток и может протекать через резистор R_4.

При увеличении управляющего напряжения U база транзистора T_2 становится более положительной, и T_2 открывает транзистор T_3, который формирует ток I_2 статора. Напряжение на базе транзистора T_2 не может превысить величину прямого падения напряжения на диодах $Д_1$ и $Д_2$ и падения напряжения от тока I_1 на резисторе R_1. Следовательно, напряжение эмиттера транзистора T_3 $U_{э3}$ не может превысить напряжения базы транзистора $T_2 U_{б2}$ минус суммарное падение напряжения переходов база-эмиттер транзисторов T_2 и T_3 $U_{бэ2}+U_{бэ3}$, т. е. $U_{э3} = U_{б2} - (U_{бэ2} + U_{бэ3})$. Ток I_3 будет ограничен величиной $I_3 = U_{э3}/R_2$. При частотах вращения 250 об/мин и бóльших сумма падений напряжений в коммутаторе и в обмотках электродвигателя, а также генерируемой э. д. с. уравновешивает напряжение питания электродвигателя и ограничивает ток. При уменьшении частоты вращения ниже 250 об/мин противо-э. д. с. уменьшается, а ток I_3 стремится увеличиться; однако это приводит к увеличению напряжения эмиттера транзистора T_3 и оказывает влияние на напряжение перехода база-эмиттер, закрывая транзистор T_3 и, следовательно, ограничивая ток I_3.

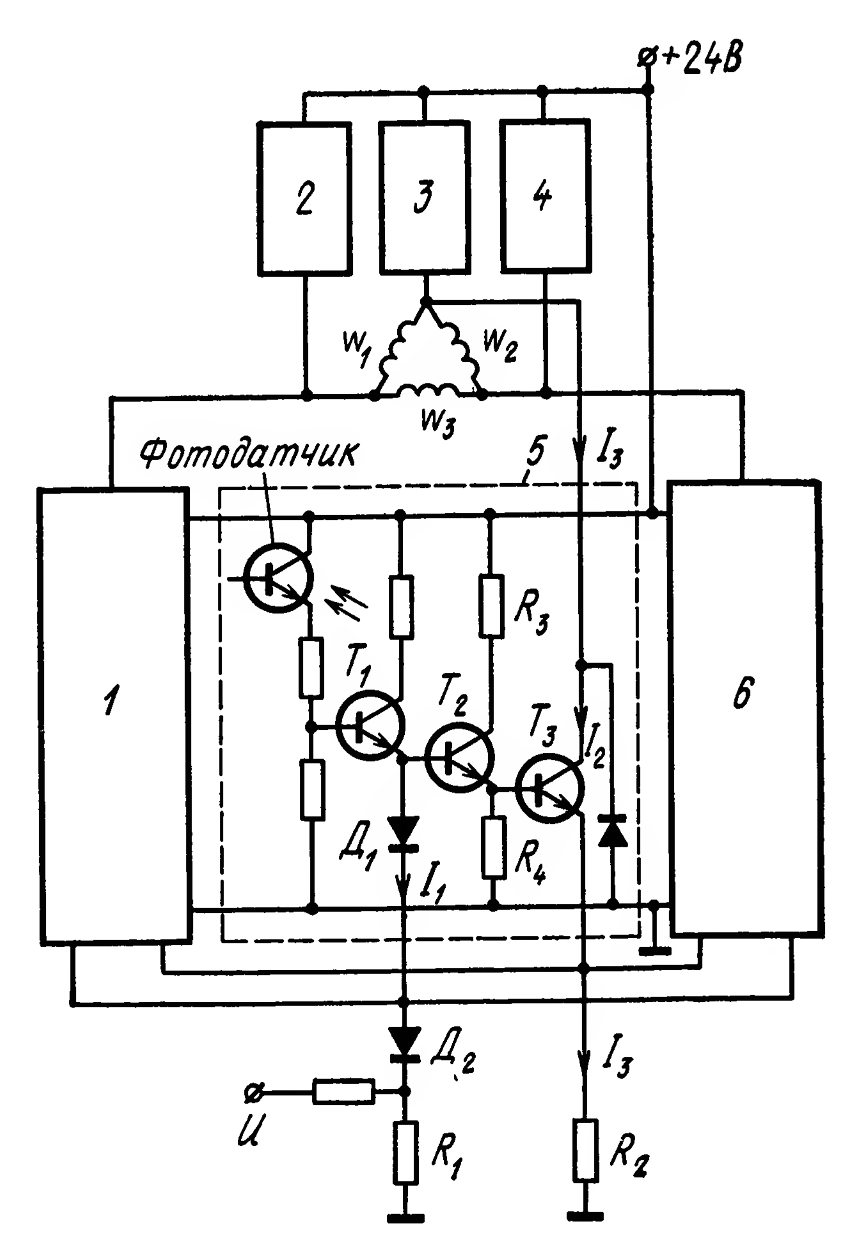


Рис. II.52. Функциональная схема двигателя-маховика с фотоэлектронным коммутатором

На рис. II.53 показана механическая характеристика двигателя-маховика, а на рас. II.54 — зависимость тока статора в функции управляющего напряжения.

Бесколлекторный двигатель-маховик с индуктивным датчиком положения. В схемах бесколлекторных электродвигателей постоянного тока широкое распространение получили бесконтактные датчики положения, работающие на переменном токе — индуктивные и трансформаторные датчики с перемещающимся якорем. Такие датчики хорошо согласуются со схемой коммутатора, обеспечивают необходимую выходную мощность и гальваническую развязку выходных сигна-

лов. Они относительно просты в изготовлении и могут обеспечить работу в широком диапазоне изменения температур и давления, а также в условиях повышенной влажности. На рис. II.55 показан бесколлек-

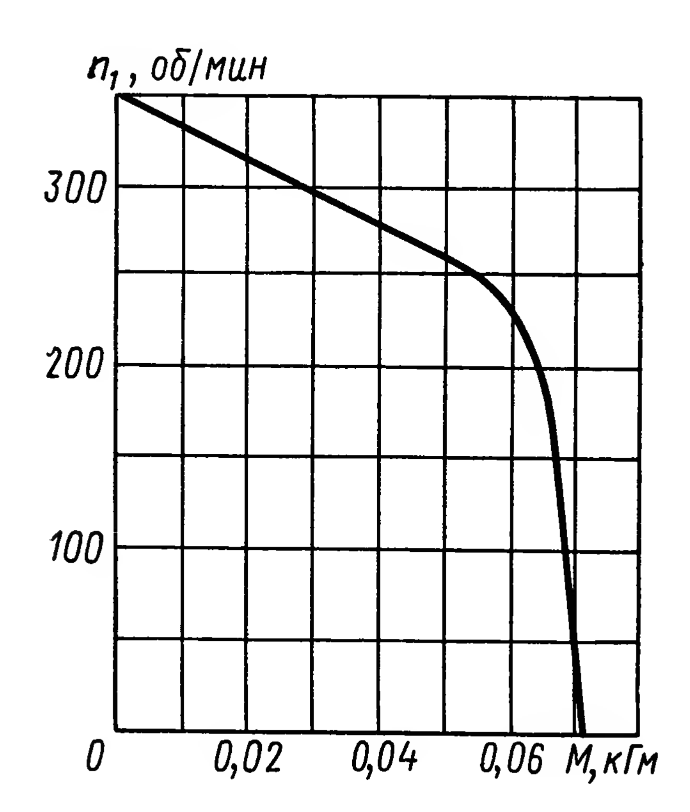


Рис. II.53. Механическая характеристика двигателя-маховика с фотоэлектронным коммутатором

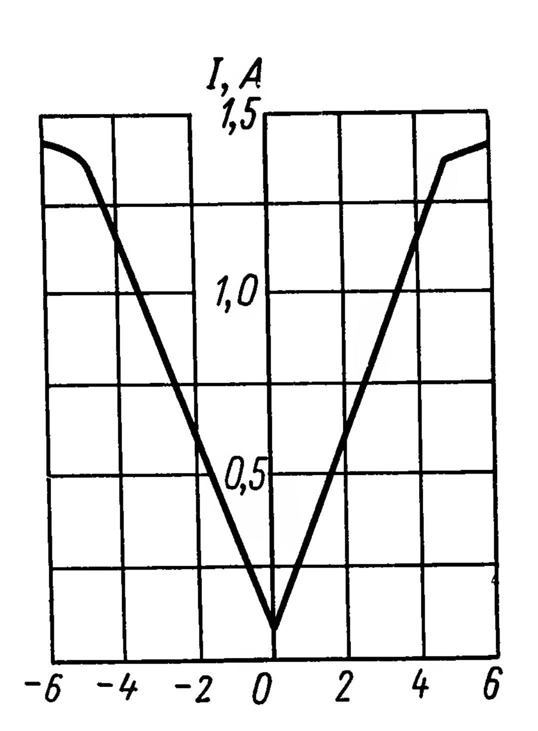


Рис. II.54. Ток статора в зависимости от управляющего напряжения

торный двигатель-маховик постоянного тока с индуктивным датчиком положения [21].

Двигатель-маховик состоит из статора *3* и ротора *7*, на котором крепятся постоянный магнит *2*, маховик *1* и подвижный сердечник *6* индуктивного датчика положения. Неподвижный сердечник *5* индуктивного датчика положения содержит три пары обмоток *4*, смещенных друг относительно друга на 120°. Каждая пара состоит из обмотки возбуждения и сигнальной обмотки. Обмотки возбуждения питаются переменным напряжением стабильной частоты, а в сигнальных обмотках наводится э. д. с. частотой напряжения возбуждения. Амплитуда этой э. д. с. зависит от расположения подвижного сердечника *6* относительно данной обмотки. Следовательно, э. д. с. в сигнальных обмотках модулируется по амплитуде. Частота модуляции определяется угловой скоростью вращения ротора двигателя. После выделения с помощью демодуляторов огибающих напряжений каждой из сигнальных обмоток получим трехфазную систему напряжений со сдвигом 120°. Эта система напряжений однозначно характеризует положение постоянного

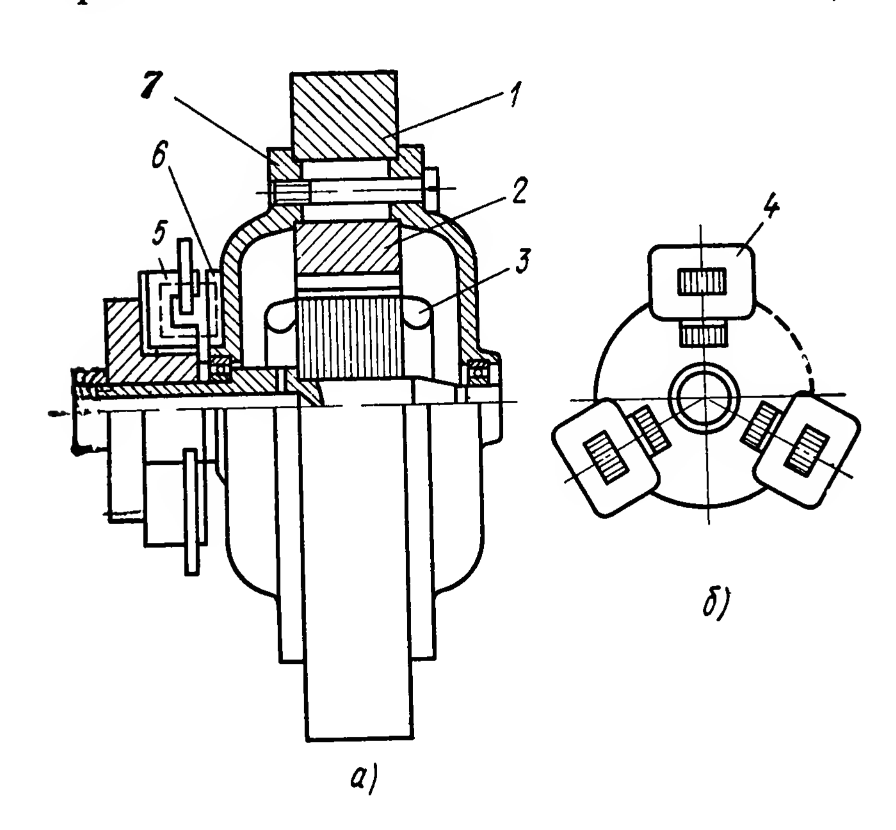


Рис. II.55. Двигатель-маховик с индуктивным датчиком положения:

а — конструкция; *б* — размещение обмоток

магнита относительно статора и управляет переключающей схемой, которая коммутирует статорные обмотки. При этом переключающая схема выполняет роль коллектора, а индуктивный датчик с демодуляторами — роль щеток обычного электродвигателя постоянного тока.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Алексеев К. Б., Бебенин Г. Г.** Управление космическим летательным аппаратом. М., «Машиностроение», 1964, с. 245—253.

2. **Бергштейн С. Г.** Импульсное управление скоростью вращения электродвигателей. М., «Энергия», 1964.

3. **Бертинов А. И., Лотоцкий В. Л.** Бесконтактные электрические машины постоянного тока. М., Информстандартэлектро, 1967.

4. **Блейз Е. С., Семенов Ю. Н., Чемоданов Б. К., Якименко Н. М.** «Динамика электромашинных следящих систем. М., Энергия. 1967, с. 408.

5. **Бродовский В. Н., Иванов Е. С.** Бесконтактный электропривод с частотнотоковым управлением для замкнутых систем регулирования. — «Электричество», 1967, № 10, с. 53—60.

6. **Ермолин Н. П.** Электрические машины малой мощности. М., «Высшая школа», 1967, 504 с.

7. **Каган В. Г., Кочубиевский Ф. Д., Шугрин В. М.** Нелинейные системы с тиристорами. М., «Энергия», 1968, с. 96.

8. **Каган В. Г., Лебедев Г. В., Малинин Л. И.** Полупроводниковые системы с двигателями последовательного возбуждения. М., «Энергия», 1971, 94 с.

9. **Кацман М. М., Юферов Ф. М.** Электрические машины автоматических систем. М., «Высшая школа», 1969, 328 с.

10. **Климов В. П.** Тиристорный электропривод с исполнительным двигателем последовательного возбуждения. М., «Энергия», 1972, 86 с.

11. **Микроэлектродвигатели** для систем автоматики. Под ред. Лодочникова Э. А. и Юферова Ф. М. М., «Энергия», 1969.

12. **Найдис В. А., Лебедев А. М., Орлова Р. Т., Юферов В. Ф.** Системы постоянного тока на тиристорах. М., «Энергия», 1972, с. 104.

13. **Овчинников И. Е., Лебедев Н. И.** Бесконтактные двигатели постоянного тока автоматических устройств. М — Л., «Наука», 1966, с. 188.

14. **Основы** автоматического регулирования, под ред. проф. В. В. Солодовникова, ч. I, гл. X. Машгиз, 1959, с. 484—530.

15. **Партс Р. Р.** Электрические двигатели с печатной обмоткой. Таллин, 1964.

16. **Святославский В. А.** Применение принципа максимума для расчета оптимального управления двигателем постоянного тока с независимым возбуждением. — «Электричество», № 9, 1963.

17. **Техническая** кибернетика. Устройства и элементы систем автоматического регулирования и управления. Под ред. В. В. Солодовникова. М., «Машиностроение», книга 1, 1973; книга 2, 1975.

18. **Шипилло В. П.** Автоматизированный вентильный электропривод. М., «Энергия», 1969, с. 400.

19. **Чин** (Chin T. H.). Ориентация и стабилизация космических кораблей (сравнительная оценка современных систем по весу, расходуемой энергии и надежности). — «Вопросы ракетной техники», 1964, № 3, с. 3—16.

20. **Auclair Gary F.** Advanced reaction wheel controller for spacecraft attitude control. «AIAA Paper». 1969, N69—855, p. 1—10.

21. **Haeussermann W.** An attitude Control System for Space Vehicles. «ARS Journal». 1959, v. 29, N3, p. 203—207.

22 **Kincer R. D.** Brushless DC motor. «Wescon Technical Papers». 1964, pt. 7 Report 9/3, p. 65—71.

23. **Studer P. A.** Control of brushless DC torquer-reaction wheel. «Wescon Technical Paper». 1965, pt. 3, p. 5. 3. 1—5; 5.4. 1—4.

ГЛАВА III

ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА С ДВУХФАЗНЫМИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В автоматическом регулировании находят широкое применение системы переменного тока, в структуру которых в качестве исполнительного элемента включается двухфазный асинхронный электродвигатель.

Методы анализа работы систем переменного тока, в которых используется передача полезного сигнала на уровне несущей частоты, по сравнению с системами постоянного тока обладают целым рядом особенностей. Так как на исполнительный электродвигатель переменного тока поступает управляющий сигнал, модулированный по амплитуде и содержащий полезную информацию в огибающей, на которую реагирует электродвигатель, то возникает прежде всего необходимость в определении передаточной функции исполнительного устройства по огибающей, учитывающей процесс преобразования в электродвигателе, как в демодуляторе, модулированного сигнала переменного тока в демодулированный сигнал.

В прямой цепи системы регулирования до исполнительного элемента могут быть включены различного рода устройства, в задачу которых входит формирование сигнала в соответствии с заданным или необходимым законом регулирования. Полезный сигнал, проходя через эти устройства, получает определенные количественные и качественные изменения, которые прежде всего связаны с огибающей и, следовательно, с полезной передаваемой информацией. Например, сигнал переменного тока в процессе прохождения через элемент, обладающий некоторой передаточной функцией $G(s)$, преобразуется в два сигнала, один из которых совпадает по фазе на несущей частоте с входным сигналом и называется синфазным, а другой сдвинут по фазе на несущей частоте на величину $\frac{\pi}{2}$ и называется квадратурным. Процесс образования синфазной и квадратурной составляющих передаваемого сигнала связан с искажением огибающей. Следовательно, для правильной оценки работы системы переменного тока необходимо иметь сведения о процессе прохождения огибающей через все элементы системы, в том числе и через исполнительное устройство. Это может быть осуществлено, если прямую цепь системы представить в виде передаточ-

ной функции по огибающей, учитывающей не только процесс прохождения основного сигнала, то также и процесс образования квадратурной составляющей, сдвинутой по фазе несущей частоты на $\frac{\pi}{2}$ относительно основного сигнала, и ее влияние на переходный процесс и характеристики системы.

Таким образом, исследование двухфазного асинхронного электродвигателя как элемента переменного тока с целью определения его статических и динамических характеристик имеет большое значение прежде всего потому, что дает возможность оценить электродвигатель как элемент систем автоматического регулирования. Кроме того, знание передаточной функции двухфазного электродвигателя позволяет осуществить совместное рассмотрение электродвигателя и всех других элементов, включенных в прямую цепь системы до исполнительного устройства, учитывая и выявляя особенности работы систем автоматического регулирования с несущей частотой.

1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И КОНСТРУКЦИЯ ДВУХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

Двухфазные асинхронные электродвигатели нашли широкое применение в системах автоматического регулирования и маломощных следящих системах приборного типа. Особенно широкое распространение получили двухфазные асинхронные электродвигатели с ротором в виде полого тонкостенного цилиндра.

К преимуществам двухфазных электродвигателей относятся: отсутствие щеток и коллектора, незначительный момент инерции ротора, простота и стабильность усиления управляющего сигнала с помощью усилителей переменного тока. Это создает особенно благоприятные условия для применения двухфазных электродвигателей в следующем приводе в качестве исполнительного элемента.

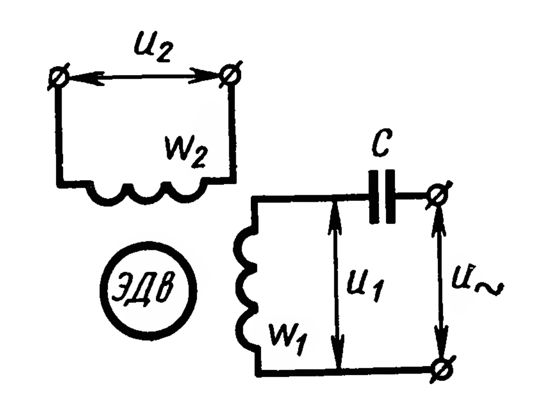


Рис. III.1. Схема включения обмоток двухфазного электродвигателя и емкости C

Двухфазный асинхронный электродвигатель имеет короткозамкнутый ротор, выполненный в виде «беличьей клетки», образованной проводниками, расположенными в пазах вдоль цилиндрической поверхности ротора, замкнутыми накоротко в обеих торцовых частях поперечными кольцами, или в виде тонкостенного полого цилиндра, внутри которого обычно размещается неподвижный магнитопровод. Статор электродвигателя, собранный в виде пакета из стальных пластин с пазами вдоль расточки, имеет две обмотки, которые укладываются в пазы так, чтобы магнитные оси их для двухполюсной машины были взаимно перпендикулярными. Одна из обмоток статора — возбуждающая — подключается к источнику питания переменного тока с фиксированным напряжением, а другая — управляющая — обычно питается напряжением переменного тока той же частоты, что и напряжение возбуждения, но через управляющий усилитель. Для нормальной рабо-

ты электродвигателя необходимо, чтобы оба напряжения были сдвинуты по фазе на $\frac{\pi}{2}$. В этом случае возникает вращающееся магнитное поле:

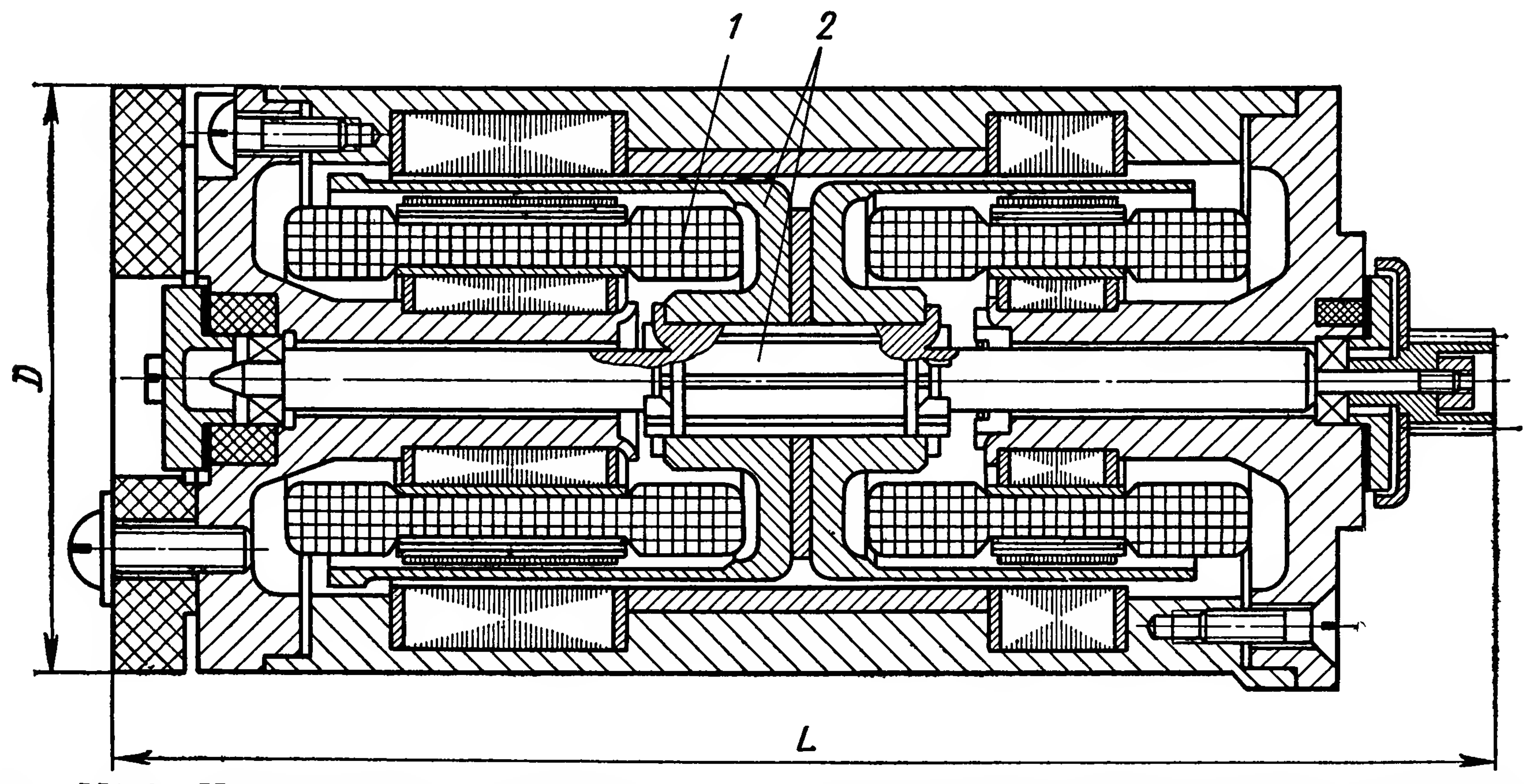


Рис. III.2. Конструкция двухфазного асинхронного электродвигателя с тонкостенным ротором

круговое — при одинаковых амплитудах магнитных потоков, действующих вдоль магнитных осей обмоток управления и возбуждения, эллиптическое, если амплитуды магнитных потоков не равны друг другу. Вращающееся магнитное поле индуктирует в стержнях или соответственно в стенках ротора токи, которые, взаимодействуя с магнитным потоком, обусловливают появление вращающего момента, увлекающего ротор в сторону вращения магнитного поля. Для изменения направления вращения ротора необходимо изменить фазу управляющего напряжения на 180°, что приводит к изменению направления вращения поля.

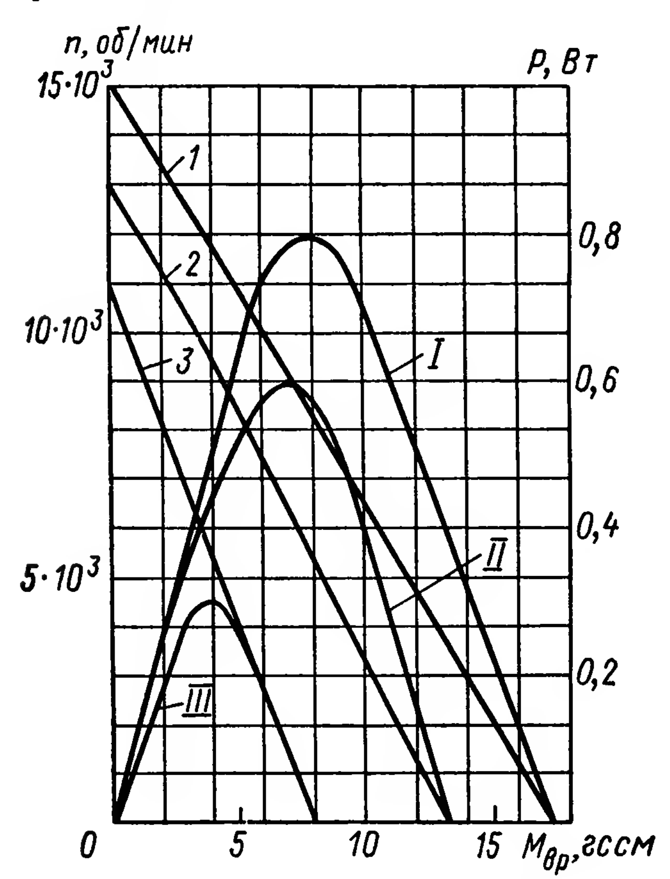


Рис. III.3. Механические характеристики электродвигателя при $U_1 = 36$ В; $f = 400$ Гц; кривые *1*, *2*, *3* — механические характеристики при $U_{2I} = 36$ В; $U_{2II} = 30$ В; $U_{2III} = 25$ В; кривые *I*, *II*, *III* — характеристики механической мощности

Для получения оптимального фазового сдвига, равного $\frac{\pi}{2}$, между управляющим напряжением U_2 и напряжением возбуждения U_1 последовательно с обмоткой возбуждения включают емкость (рис. III.1)

На рис. III.2 приведена конструкция одного из образцов двухфазного электродвигателя (ДГ-0,5Т) с тонкостенным ротором. Обмотки управления и возбуждения *1* расположены на статоре и являются неподвижными.

Для исключения влияния эксцентриситета ротор *2* выполнен в виде полого стакана из немагнитного материала (алюминия или меди).

Если изготовить ротор из стали, то наличие эксцентриситета приводит к притяжению ротора к статору в положениях минимального зазора и неустойчивому вращению, особенно при небольших напряжениях на обмотке управления. Толщина стенки цилиндра в маломощных электродвигателях составляет 0,15—0,2 мм, а в более мощных электродвигателях 0,3—0,9 мм.

На рис. III.3 приведены основные характеристики электродвигателя. Кривые *1—3* зависимости угловой скорости от вращающего момента при одном и том же напряжении возбуждения (U_1 = 36 В) и различных напряжениях на обмотке управления (U_{2I} = 36 В; U_{2II} = = 30 В; U_{2III} = 25 В). Кривые *I—III* характеризуют механическую мощность электродвигателя при изменении частоты вращения. Механические характеристики электродвигателя являются падающими с отрицательным углом наклона (кривые *1—3*) на всем диапазоне изменения частоты вращения, что обеспечивает более устойчивую работу следящего привода. Такие механические характеристики могут быть получены при повышенном активном сопротивлении ротора. В двухфазных электродвигателях с ротором типа «беличьей клетки» повышение активного сопротивления ротора может быть достигнуто изготовлением стержней клетки из материала с большим удельным сопротивлением или уменьшением сечения медных проводников «беличьей клетки», как это осуществляется, например, в электродвигателях серии АСМ.

2. УПРАВЛЕНИЕ ДВУХФАЗНЫМ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ

Амплитудный метод управления двухфазным асинхронным электродвигателем может быть осуществлен при помощи различных схем с использованием усилительных устройств. Выбор схемы усилителя для системы с исполнительным элементом в виде асинхронного двухфазного электродвигателя определяется типом измерительного элемента, а также мощностью электродвигателя. Если, например, измерительный элемент работает на постоянном токе и его выходным параметром является напряжение постоянного тока, то в схеме усилительного устройства обычно предусматривается модулятор для преобразования напряжения постоянного тока в напряжение переменного тока с амплитудой, пропорциональной величине входного напряжения, и фазой, определяемой полярностью входного напряжения. Применение модулятора в таких случаях вызвано необходимостью осуществить согласование сигналов на входе и выходе следящей системы, где в качестве исполнительного элемента на переменном токе используется двухфазный асинхронный электродвигатель. В таких системах модулятор включают до усилителя напряжения, так как с помощью электронных усилителей трудно получить стабильное непосредственное усиление постоянного тока.

Если измерительный элемент САР работает на переменном токе, например при использовании сельсинов, необходимость согласования родов тока на входе и выходе и, следовательно, применения модулятора отпадает. При этом схема усилительного устройства упрощается.

Оконечной ступенью в усилителях, предназначенных для управления электродвигателем, как правило, является усилитель мощности. В маломощных системах усилитель мощности может быть собран по однотактной схеме. Для получения относительно большой мощности используют двухтактную схему, а в ряде случаев применяют магнитные усилители, у которых к. п. д. больше, чем у электронных усилителей мощности. При применении электронного усилителя напряжения и магнитного усилителя мощности необходимо использовать демодулятор, служащий для преобразования напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока, необходимое для питания обмоток управления магнитного усилителя. Это преобразование должно осуществляться так, чтобы величина выходного напряжения постоянного тока была пропорциональна величине амплитуды входного напряжения переменного тока, а полярность определялась фазой.

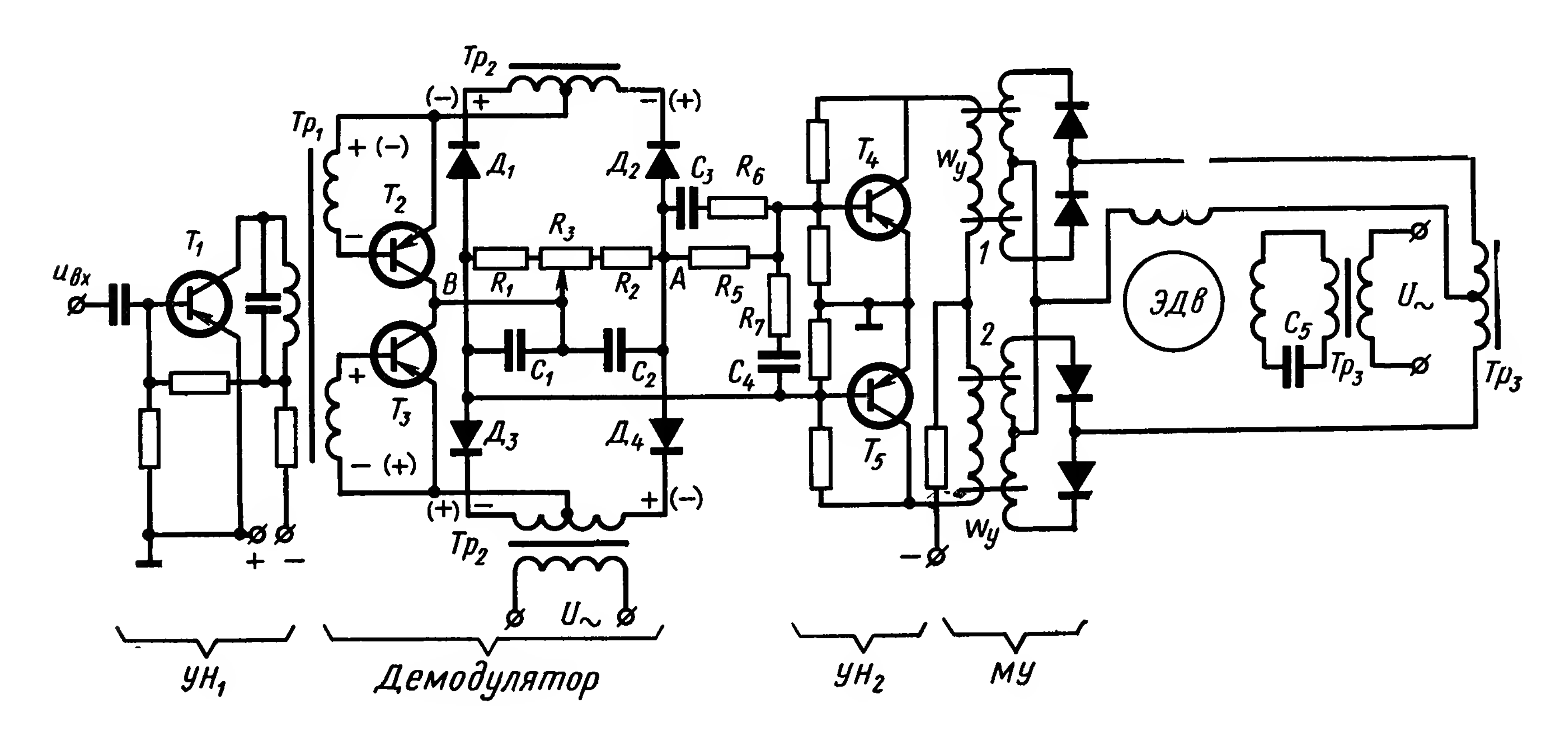


Рис. III.4. Схема управления двухфазным электродвигателем при входном сигнале на переменном токе

В усилителях с однотактным входом и двухтактным усилителем мощности часто применяют фазоинверсные каскады для получения двух одинаковых по амплитуде и противоположных по фазе напряжений, необходимых для возбуждения усилителя мощности.

Таким образом, усилительное устройство, предназначенное для управления двухфазным асинхронным электродвигателем, в общем случае может состоять из усилителя напряжения переменного тока, усилителя мощности, фазоинвертора, модулятора и демодулятора.

На рис. III.4 показана схема управления двухфазным асинхронным электродвигателем, которая представляет собой сочетание электронного и магнитного усилителей. Электронный усилитель состоит из усилителя напряжения переменного тока $УН_1$ на транзисторе T_1, демодулятора, собранного на транзисторах T_2, T_3, усилителя напряжения постоянного тока $УН_2$ на транзисторах T_4 и T_5. Магнитный усилитель $МУ$, являющийся оконечным каскадом, выполняет функции усилителя мощности и модулятора. Особенностью управляющего элек-

тронно-магнитного усилителя является то, что в части усилительного тракта, где осуществляется усиление сигнала постоянного тока, включен пассивный интегро-дифференцирующий контур C_3, C_4, R_5, R_6, R_7, предназначенный для коррекции динамических характеристик системы. Корректирующие устройства постоянного тока не подвержены влиянию изменения несущей частоты и поэтому обладают преимуществом перед корректирующими устройствами переменного тока, у которых характеристики существенно зависят от дрейфа несущей частоты.

Схема работает следующим образом. После усиления на первом каскаде T_1, который собран по обычной схеме, сигнал переменного тока через трансформатор Tp_1 поступает на вход демодулятора. Это напряжение имеет ту же частоту, что и опорное напряжение, которое через трансформатор Tp_2 вводится в коллекторные цепи триодов T_2 и T_3. В положительные полупериоды этих напряжений, отмеченные на схеме знаками без скобок, проводят оба транзистора T_2 и T_3. Коллекторная цепь триода T_2 замыкается через резисторы R_3, R_2 и диод $Д_2$, а коллекторная цепь триода T_3 — через резисторы R_3, R_1 и диод $Д_3$. Входное напряжение в цепи базы триода T_2 в положительный полупериод увеличивает ток в коллекторной цепи, что приводит к понижению потенциала точки A. Входное напряжение в цепи базы второго триода T_3 уменьшает коллекторный ток и тем самым увеличивает потенциал точки B. Между точками A и B возникает разность потенциалов, определяющая выходное напряжение. В отрицательные полупериоды опорного напряжения и входного сигнала (знаки в скобках на схеме рис. III.4) транзисторы T_2 и T_3 по-прежнему открыты, но теперь коллекторная цепь для триода T_2 замыкается через резисторы R_3, R_1 и диод $Д_1$, а для триода T_3 — через резисторы R_3, R_2 и диод $Д_4$. В этот полупериод коллекторный ток триода T_2 меньше коллекторного тока триода T_3 и, следовательно, как и раньше, потенциал точки A понижается, а потенциал точки B повышается. Разность потенциалов между точками A и B будет иметь тот же знак, что и в предыдущий полупериод опорного напряжения. Таким образом, каждый транзистор работает в течение двух полупериодов опорного напряжения, поочередно переключаясь с одного сопротивления нагрузки на другое. В результате с выхода демодулятора, т. е. с резисторов R_1, R_2, R_3 снимается постоянное напряжение, равное разности потенциалов между точками A и B, по величине пропорциональное амплитуде переменного напряжения на входе и по полярности определяемое фазой входного напряжения. Полярность выходного напряжения демодулятора изменяется на противоположную при изменении фазы входного напряжения на 180°.

Для подавления гармоник несущей частоты на выходе демодулятора обычно ставят фильтр нижних частот. В рассматриваемой схеме фильтр нижних частот составлен из элементов R_1, R_2, R_3 и C_1, C_2 с учетом внутреннего сопротивления триодов.

С фильтра нижних частот сигнал подается на корректирующий интегро-дифференцирующий контур, затем усиливается в каскаде T_4, T_5 и далее поступает на магнитный усилитель ($МУ$).

Двухтактный $МУ$ с внутренней обратной связью имеет выход на несущей частоте и состоит из двух однотактных усилителей, включенных по дифференциальной схеме. Обмотки управления $w_у$ включены в коллекторные цепи транзисторов T_4 и T_5, в цепи базы которых подается симметричный сигнал постоянного тока. Подвод питания в коллекторные цепи триодов осуществляется через среднюю точку двух обмоток управления $w_у$ $МУ$, что обеспечивает при увеличении (уменьшении) тока в одной из обмоток аналогичное уменьшение (увеличение) тока в другой обмотке.

При отсутствии сигнала на входе триодов T_4 и T_5 через управляющие обмотки $МУ$ протекают равные токи. Вследствие этого, а также дифференциального включения однотактных магнитных усилителей, результирующий ток в обмотке управления двухфазного электродвигателя равен нулю. Если входное напряжение отлично от нуля, то токи в управляющих обмотках $МУ$ не равны друг другу. Не равен нулю и результирующий ток в обмотке управления электродвигателя, при этом фаза его определяется полярностью постоянного напряжения на входе транзисторов T_4, T_5. Изменение полярности на противоположную вызывает изменение фазы этого тока на 180° и реверсирование электродвигателя.

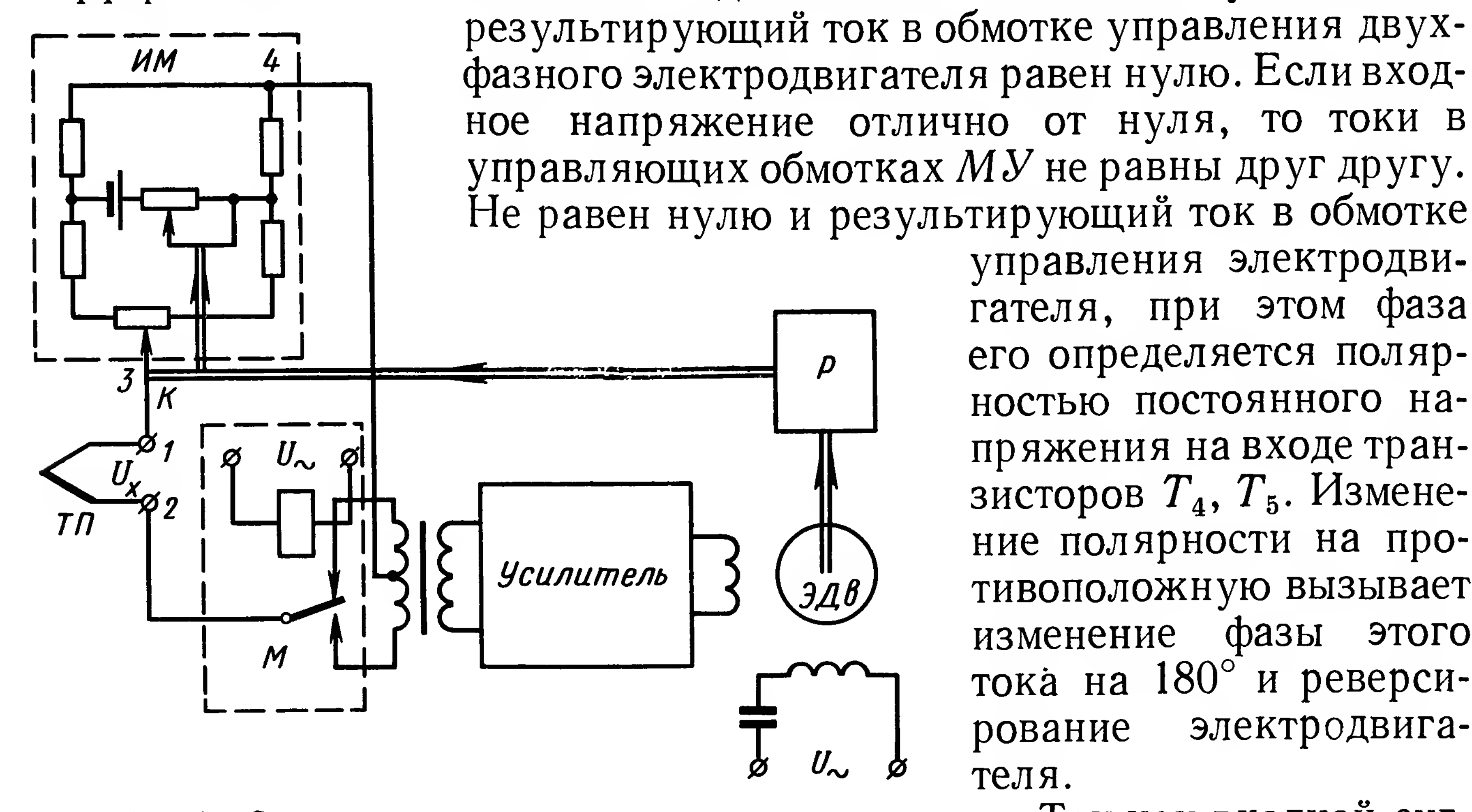


Рис. III.5. Схема электронного автоматического потенциометра

Так как входной сигнал магнитного усилителя представлен напряжением постоянного тока, а выходной сигнал характеризуется напряжением переменного тока, у которого амплитуда изменяется в соответствии с законом изменения входного сигнала, то $МУ$, управляющий работой двухфазного электродвигателя, одновременно с усилением сигнала по мощности осуществляет и его модулирование, т. е. выполняет функции модулятора.

Емкость C_5, включенная последовательно с обмоткой возбуждения двухфазного электродвигателя, обеспечивает фазовый сдвиг $\frac{\pi}{2}$ между напряжениями в обмотках управления и возбуждения.

Другим примером схемы управления двухфазным асинхронным электродвигателем может служить электронный автоматический потенциометр, предназначенный для непрерывного измерения и записи температуры. На рис. III.5 показана схема электронного автоматического потенциометра. Принцип работы потенциометра основан на компенсационном методе измерения напряжения постоянного тока, источником которого является термопара $ТП$. Электродвижущая сила

термопары U_x, подлежащая измерению, подается на клеммы *1* и *2* и затем сравнивается с напряжением U_{3-4}, которое снимается с диагонали измерительного моста *ИМ*, включенного последовательно с измеряемым напряжением. Если измеряемое напряжение U_x и напряжение в точках *3* и *4* моста *ИМ* взаимно не компенсируются, то на входе модулятора *М* вибрационного типа будет действовать напряжение постоянного тока ΔU, определяемое разностью $U_x - U_{3-4}$. Результатом измерения должно явиться уравновешенное состояние схемы, для чего необходимо движок потенциометра *К* моста *ИМ* поставить в такое положение, при котором сигнал на входе модулятора ΔU будет равен нулю. Эту функцию выполняет двухфазный асинхронный электродвигатель *ЭДв*, механически связанный с движком *К* через редуктор *Р*.

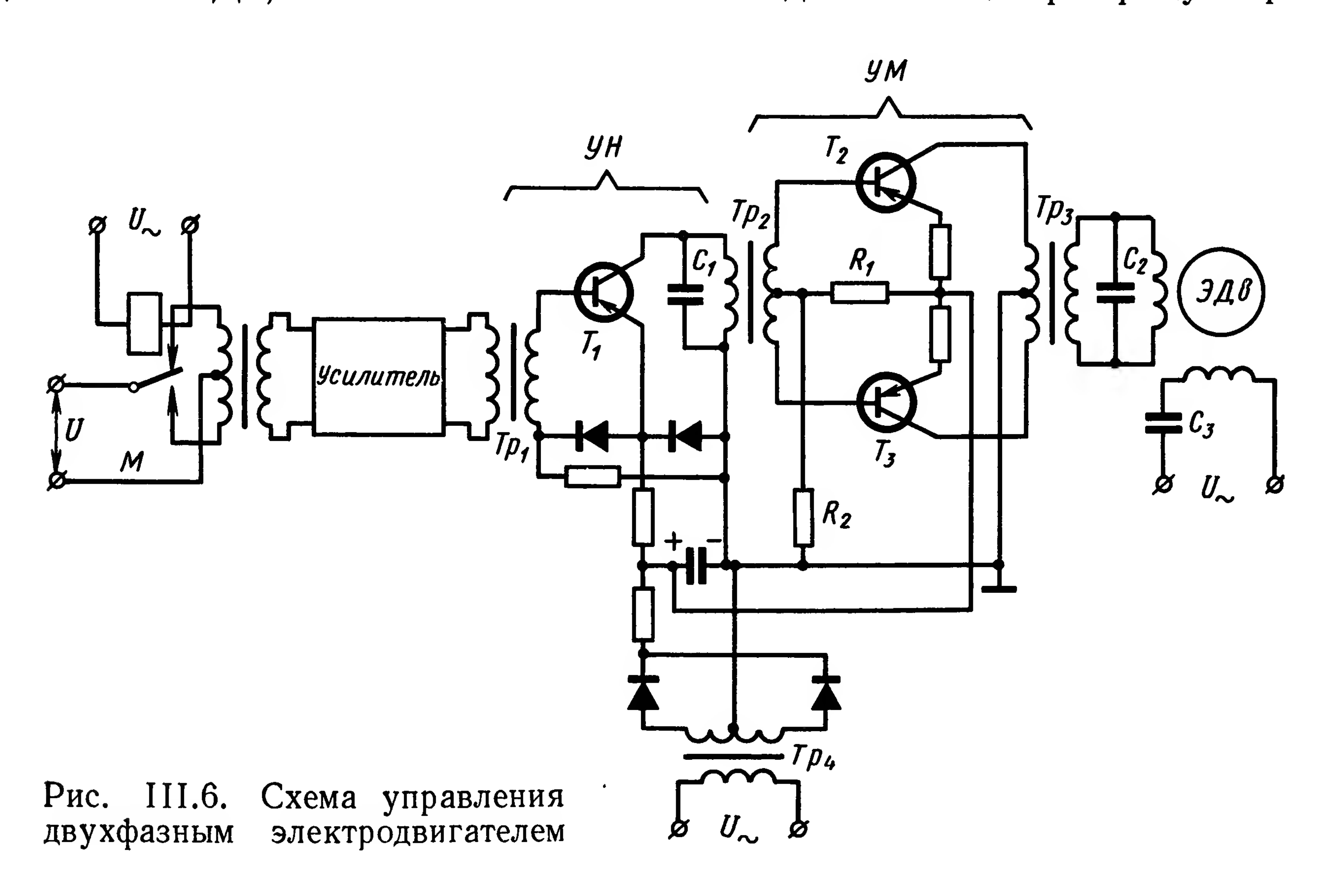


Рис. III.6. Схема управления двухфазным электродвигателем

Схема электронного управляющего усилителя на полупроводниках показана на рис. III.6. Напряжение постоянного тока $U_=$, характеризующее неуравновешенное состояние автоматического потенциометра, вначале модулируется, а затем подвергается усилению. Один из каскадов усилителя напряжения *УН* показан на рис. III.6. Каскад T_1 соответствует схеме с общим эмиттером. Для увеличения коэффициента усиления первичная обмотка выходного трансформатора Tp_2 шунтируется емкостью C_1. Оконечным каскадом управляющего усилителя является двухтактный усилитель мощности *УМ* на транзисторах T_2 и T_3. Для согласования двухтактного усилителя мощности с однотактным усилителем напряжения *УН* в схему включен трансформатор Tp_2, средняя точка вторичной обмотки которого соединена с делителем напряжения R_1, R_2, обеспечивающим подачу смещения на триоды T_2 и T_3. Усилитель мощности должен обеспечить подведение к электродвигателю *ЭДв* необходимой мощности. Условием получения наибольшей мощности от триодов является правильное соотношение сопротивления

нагрузки и внутреннего сопротивления триодов. Обычно оптимальное сопротивление нагрузки отличается по величине от сопротивления электродвигателя, вследствие чего применяют трансформатор $Тр_3$ (рис. III.6), осуществляющий необходимое согласование. Вторичная обмотка этого трансформатора, а иногда и первичная, шунтируется конденсатором C_2, величина которого выбирается из условий компенсации индуктивного сопротивления нагрузки. При этом сопротивление нагрузки становится активным и осуществляется возможность получения от схемы наибольшей мощности.

Конденсатор C_3, включенный последовательно с обмоткой возбуждения электродвигателя, обеспечивает фазовый сдвиг $\frac{\pi}{2}$ между напряжениями управляющей обмотки и обмоткой возбуждения.

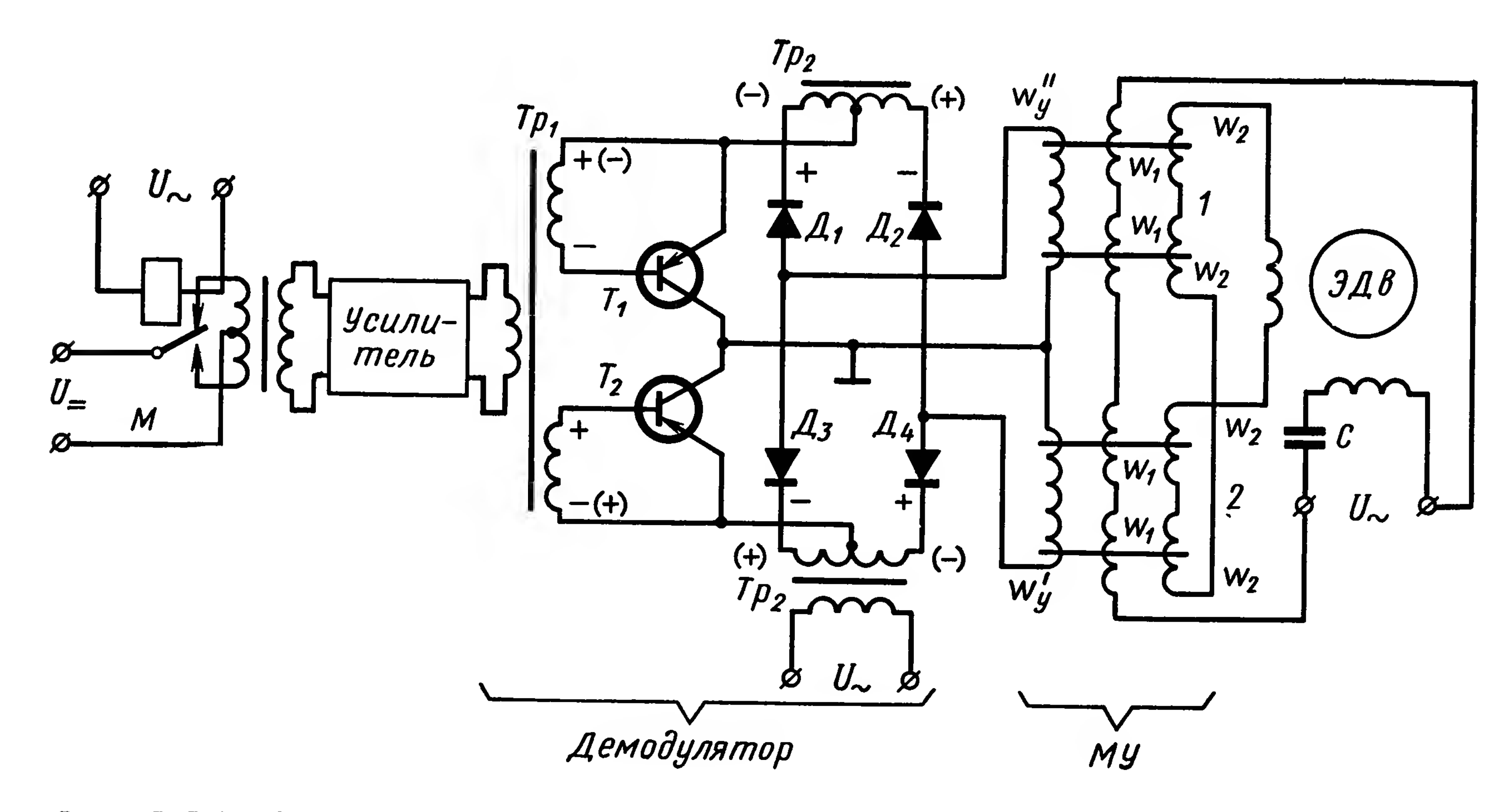


Рис. III.7. Схема управления двухфазным электродвигателем на транзисторах с магнитным усилителем

Вместо электронного усилителя мощности в автоматическом потенциометре может быть применен магнитный усилитель мощности. Схема управления двухфазным электродвигателем с магнитным усилителем приведена на рис. III.7. В этой схеме демодулятор на транзисторах T_1 и T_2 работает на трансформаторный магнитный усилитель, который широко применяется в современных приборах и автоматах как для усиления напряжения, так и в качестве усилителя мощности.

Работа схемы заключается в следующем. Через трансформатор $Тр_1$ сигнал переменного тока поступает на вход демодулятора T_1, T_2, принцип действия которого такой же, как и в случае схемы рис. III.4. Нагрузкой для данного демодулятора являются обмотки управления $w'_у$ и $w''_у$ магнитного усилителя. При входном сигнале, отличном от нуля, постоянный ток в одной из обмоток возрастает, а в другой — уменьшается. Изменение фазы входного сигнала на 180° вызывает в обмотках управления те же процессы, но в обратном направлении. В обмотке, где раньше наблюдалось возрастание тока, теперь будет уменьшение и наоборот.

Первичные обмотки w_1 трансформаторов *1* и *2* магнитного усилителя соединены последовательно и согласно и подключены к источнику питания переменного тока, к которому подключается через емкость *С* и обмотка возбуждения двухфазного электродвигателя. Вторичные обмотки w_2 трансформаторов *1* и *2* соединены последовательно и попарно встречно. К выходным зажимам вторичных обмоток подключена управляющая обмотка двухфазного электродвигателя. При отсутствии входного сигнала демодулятора коллекторные токи в обмотках управления $w'_у$ и $w''_у$ магнитного усилителя равны по величине. Вследствие этого выходные напряжения на вторичных обмотках трансформаторов *1* и *2* равны по величине и противоположны по фазе и, следовательно, результирующее напряжение на управляющей обмотке электродвигателя равно нулю. В случае появления сигнала и возникновения неравенства коллекторных токов в обмотках управления магнитного усилителя нарушается баланс напряжений на вторичных обмотках трансформаторов *1* и *2*, вследствие чего на обмотке управления двухфазного электродвигателя появляется напряжение, которое сдвинуто по фазе на $\frac{\pi}{2}$ относительно напряжения на обмотке возбуждения. Изменение фазы переменного напряжения на входе демодулятора на 180° вызывает такое же изменение фазы напряжения на управляющей обмотке двухфазного электродвигателя, что приводит к изменению направления вращения электродвигателя *ЭДв*. В обоих случаях электродвигатель вращается до тех пор, пока измерительная схема не придет в состояние баланса, а входной сигнал не станет равным нулю.

3. СИСТЕМА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ

На рис. III.8 приведена схема асинхронного двухфазного электродвигателя с обмоткой возбуждения w_{1c} и управляющей обмоткой w_{2c} статора. Предположим, электродвигатель имеет несимметричную систему обмоток, которые питаются от двух источников; обмотка возбуждения от источника с напряжением u_1, а обмотка управления от источника с напряжением u_2. В общем случае напряжение возбуждения u_1 и управляющее напряжение u_2 могут различаться как по амплитуде, так и по фазе, т. е. могут быть сдвинуты по фазе друг относительно друга более чем на $\frac{\pi}{2}$. Если обозначить через S_{1c} и S_{2c} коэффициенты самоиндукции обмоток статора, определяющиеся потоками рассеяния, то дифференциальное уравнение, описывающее физические процессы в обмотке возбуждения, будет иметь следующий вид:

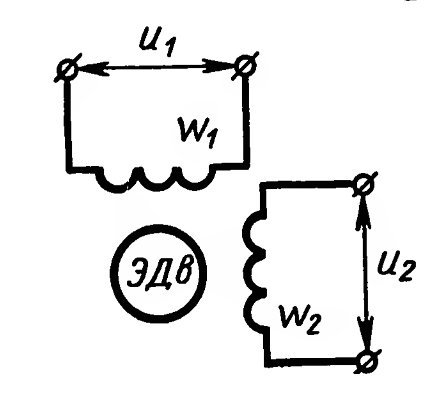


Рис. III.8. Схема двухфазного асинхронного электродвигателя

$$u_1 = i_{1c}R_1 + S_{1c}\frac{di_{1c}}{dt} + w_{1c}\frac{d\Phi_{t1}}{dt}, \tag{III.1}$$

а дифференциальное уравнение, описывающее физические процессы в обмотке управления,

$$u_2 = i_{2c}R_2 + S_{2c}\frac{di_{2c}}{dt} + w_{2c}\frac{d\Phi_{t2}}{dt}, \tag{III.2}$$

где u_1 — напряжение возбуждения;
u_2 — управляющее напряжение;
i_{1c} — ток в обмотке возбуждения;
i_{2c} — ток в обмотке управления;
Φ_{t1} — основной магнитный поток, определяемый суммой мгновенных значений м. д. с. обмотки возбуждения и эквивалентной обмотки ротора;
Φ_{t2} — основной магнитный поток, определяемый суммой мгновенных значений м. д. с. управляющей обмотки и эквивалентной обмотки ротора;
R_1 и R_2 — активное сопротивление обмотки возбуждения и обмотки управления;
w_{1c} и w_{2c} — число витков обмотки возбуждения и обмотки управления соответственно.

Величины основных магнитных потоков Φ_{t1} и Φ_{t2} можно определить, если ротор электродвигателя представить в виде эквивалентной двухфазной обмотки с числом витков w_p в фазе, в следующем виде:

$$\Phi_{t1}=\frac{i_{1c}w_{1c}+i_{1p}w_p}{R_м}, \qquad (III.3)$$

$$\Phi_{t2}=\frac{i_{2c}w_{2c}+i_{2p}w_p}{R_м}, \qquad (III.4)$$

где i_{1p} — ток в первой фазе эквивалентной обмотки ротора;
i_{2p} — ток во второй фазе эквивалентной обмотки ротора;
$R_м$ — магнитное сопротивление в цепи основного магнитного потока.

Подставив значения основных потоков Φ_{t1} и Φ_{t2} и уравнения (III.1) и (III.2), получим

$$u_1=i_{1c}R_1+\left(S_{1c}+M_1\frac{w_{c1}}{w_p}\right)\frac{di_{1c}}{dt}+M_1\frac{di_{1p}}{dt}; \qquad (III.5)$$

$$u_2=i_{2c}R_2+\left(S_{2c}+M_2\frac{w_{2c}}{w_p}\right)\frac{di_{2c}}{dt}+M_2\frac{di_{2p}}{dt}; \qquad (III.6)$$

где $M_1=\frac{w_{1c}w_p}{R_м}$ — коэффициент взаимоиндукции между обмоткой возбуждения и цепью ротора;
$L_1=S_{1c}+M_1\frac{w_{1c}}{w_p}$ — полный коэффициент самоиндукции обмотки возбуждения;
$M_2=\frac{w_{2c}w_p}{R_м}$ — коэффициент взаимоиндукции между обмоткой управления и цепью ротора;
$L_2=S_{2c}+M_2\frac{w_{2c}}{w_p}$ — полный коэффициент самоиндукции обмотки управления.

Система уравнений (III.5) и (III.6) может быть записана в более простом виде, если ввести в рассмотрение потокосцепления обмоток статора и ротора ψ_{1c} и ψ_{2c}, т. е.

$$u_1 = i_{1c}R_1 + \frac{d\psi_{1c}}{dt}; \qquad \text{(III.7)}$$

$$u_2 = i_{2c}R_2 + \frac{d\psi_{2c}}{dt}; \qquad \text{(III.8)}$$

где

$$\psi_{1c} = L_1 i_{1c} + M_1 i_{1p};$$

$$\psi_{2c} = L_2 i_{2c} + M_2 i_{2p}.$$

Аналогичным образом можно составить дифференциальные уравнения для эквивалентной двухфазной обмотки ротора. Обозначая через S_p коэффициент самоиндукции эквивалентных обмоток ротора, определяющийся потоками рассеяния, найдем

$$S_p = \frac{w_p^2}{R_{s\text{м}}}, \qquad \text{(III.9)}$$

где $R_{s\text{м}}$ — магнитное сопротивление для потока рассеяния.

Учитывая вращение ротора и возникающую вследствие этого э. д. с. вращения, получим следующие дифференциальные уравнения для ротора с эквивалентной двухфазной обмоткой:

$$0 = i_{1p}r + S_p\frac{di_{1p}}{dt} + w_p\frac{d\Phi_{t1}}{dt} + w_p(\Phi_{t2} + \Phi_{sp2})\frac{d\theta}{dt}; \qquad \text{(III.10)}$$

$$0 = i_{2p}r + S_p\frac{di_{2p}}{dt} + w_p\frac{d\Phi_{t2}}{dt} - w_p(\Phi_{t1} + \Phi_{sp1})\frac{d\theta}{dt}, \qquad \text{(III.11)}$$

где

$\Phi_{sp1} = \dfrac{i_{1p}w_p}{R_{s\text{м}}}$ и $\Phi_{sp2} = \dfrac{i_{2p}w_p}{R_{s\text{м}}}$ — потоки рассеяния ротора;

r — активное сопротивление ротора;

$\dfrac{d\theta}{dt} = \Omega$ — угловая скорость ротора.

Подставляя в уравнения (III.10) и (III.11) выражения (III.3) и (III.4), а также учитывая уравнение (III.9), получим

$$0 = i_{1p}r + \left(S_p + M_1\frac{w_p}{w_{1c}}\right)\frac{di_{1p}}{dt} + M_1\frac{di_{1c}}{dt} + \left[M_2 i_{2c} + i_{2p}\left(S_p + M_2\frac{w_p}{w_{2c}}\right)\right]\frac{d\theta}{dt}, \qquad \text{(III.12)}$$

$$0 = i_{2p}r + \left(S_p + M_2\frac{w_p}{w_{2c}}\right)\frac{di_{2p}}{dt} + M_2\frac{di_{2c}}{dt} - \left[M_1 i_{1c} + i_{1p}\left(S_p + M_1\frac{w_p}{w_{1c}}\right)\right]\frac{d\theta}{dt}, \qquad \text{(III.13)}$$

где $l = S_p + M_1\dfrac{w_p}{w_{1c}} = S_p + M_2\dfrac{w_p}{w_{2c}}$ — полный коэффициент самоиндукции ротора.

Так как

$$\left(S_p + M_1\frac{w_p}{w_{1c}}\right)i_{1p} + M_1 i_{1c} = \psi_{1p}, \quad \left(S_p + M_2\frac{w_p}{w_{2c}}\right)i_{2p} + M_2 i_{2c} = \psi_{2p}$$

есть потокосцепления ротора, то система уравнений (III.12) и (III.13) может быть переписана в виде

$$0 = i_{1р} r + \frac{d\psi_{1р}}{dt} + \psi_{2р} \frac{d\theta}{dt}, \tag{III.14}$$

$$0 = i_{2р} r + \frac{d\psi_{2р}}{dt} - \psi_{1р} \frac{d\theta}{dt}. \tag{III.15}$$

Известно, что электромагнитный момент электродвигателя может быть определен по выражению [1]

$$M_{вр} = \psi_{2р} i_{1р} - \psi_{1р} i_{2р} \tag{III.16}$$

или

$$M_{вр} = M_2 i_{1р} i_{2с} - M_1 i_{2р} i_{1с}. \tag{III.17}$$

Тогда при наличии некоторого момента сопротивления $M_с$, например, определяемого вязким трением

$$M_с = \rho \frac{d\theta}{dt},$$

уравнение движения асинхронного двухфазного электродвигателя будет иметь вид

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + \rho \frac{d\theta}{dt} = M_2 i_{1р} i_{2с} - M_1 i_{2р} i_{1с}, \tag{III.18}$$

где J — момент инерции ротора [1];

ρ — коэффициент вязкого трения.

Таким образом, для анализа физических процессов в несимметричном асинхронном двухфазном электродвигателе имеем следующую систему уравнений:

$$\left.\begin{aligned}
& i_{1с} R_1 + L_1 \frac{di_{1с}}{dt} + M_1 \frac{di_{1р}}{dt} = u_1; \\
& i_{2с} R_2 + L_2 \frac{di_{2с}}{dt} + M_2 \frac{di_{2р}}{dt} = u_2; \\
& i_{1р} r + l \frac{di_{1р}}{dt} + M_1 \frac{di_{1с}}{dt} + (M_2 i_{2с} + l i_{2р}) \frac{d\theta}{dt} = 0; \\
& i_{2р} r + l \frac{di_{2р}}{dt} + M_2 \frac{di_{2с}}{dt} - (M_1 i_{1с} + l i_{1р}) \frac{d\theta}{dt} = 0; \\
& J \frac{d^2\theta}{dt^2} + \rho \frac{d\theta}{dt} = M_2 i_{1р} i_{2с} - M_1 i_{2р} i_{1с}.
\end{aligned}\right\} \tag{III.19}$$

Система уравнений (III.19) может быть положена в основу анализа как статических характеристик электродвигателя, так и динамических характеристик, а также в основу определения передаточной функции двухфазного электродвигателя.

[1] В случае инерционной нагрузки на валу электродвигателя под J следует понимать суммарный приведенный момент инерции.

4. ВРАЩАЮЩИЙ МОМЕНТ ДВУХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

Для определения зависимости угловой скорости вращения ротора от величины электромагнитного момента воспользуемся первыми четырьмя уравнениями системы (III.19).

Предположим, что напряжение возбуждения u_1 и управляющее напряжение u_2 заданы в виде векторов

$$\left.\begin{aligned} u_1 &= U_1 e^{j\omega_0 t}; \\ u_2 &= U_2 e^{j(\omega_0 t + \varphi)}, \end{aligned}\right\} \qquad (III.20)$$

где ω_0 — частота источника питания (опорная частота);
φ — угол сдвига фаз.

Проекции этих векторов на вещественную или мнимую оси определяют значение напряжений как функций времени.

Пользуясь методом симметричных составляющих [2], осуществим переход от векторов u_1 и u_2 к векторам u_1' и u_2', которые определяются выражениями вида

$$\left.\begin{aligned} u_1' &= \frac{1}{2}(u_1 + ju_2), \\ u_2' &= \frac{1}{2}(u_1 - ju_2), \end{aligned}\right\} \qquad (III.21)$$

и найдем следующие значения векторов u_1' и u_2', если фазовый угол $\varphi = -\frac{\pi}{2}$

$$u_1' = \frac{1}{2}(U_1 + U_2)\, e^{j\omega_0 t}; \qquad (III.22)$$

$$u_2' = \frac{1}{2}(U_1 - U_2)\, e^{j\omega_0 t}. \qquad (III.23)$$

Полученный результат показывает, что вектор u_1', определяемый уравнением (III.22), представляет вектор прямой последовательности, а вектор u_2', определяемый уравнением (III.23), представляет вектор обратной последовательности.

Введя в систему уравнений (III.19) величины u_1' и u_2' в соответствии с выражениями (III.21), а также величины i_{1c}', i_{2c}', i_{1p}' и i_{2p}', которые определяются уравнениями, аналогичными (III.21), получим, если электродвигатель симметричный, т. е. $R_1 = R_2 = R$, $L_1 = L_2 = L$, $M_1 = M_2 = M$:

$$\left.\begin{aligned} & i_{1c}'R + L\frac{di_{1c}'}{dt} + M\frac{di_{1p}'}{dt} = u_1'; \\ & i_{2c}'R + L\frac{di_{2c}'}{dt} + M\frac{di_{2p}'}{dt} = u_2'; \\ & i_{1p}'r + l\frac{di_{1p}'}{dt} + M\frac{di_{1c}'}{dt} - (Mi_{1c}' + li_{1p}')\, j\Omega = 0; \\ & i_{2p}'r + l\frac{di_{2p}'}{dt} + M\frac{di_{2c}'}{dt} + (Mi_{2c}' + li_{2p}')\, j\Omega = 0; \\ & M_{вр} = j2M\,(i_{2c}'i_{1p}' - i_{1c}'i_{2p}'). \end{aligned}\right\} \qquad (III.24)$$

Уравнения системы (III.24) дают связь между мгновенными значениями напряжений, токов и скорости. Статическим характеристикам электродвигателя соответствуют установившиеся значения токов и скорости. Поэтому уравнения (III.24) в символическом виде для синусоидального изменения во времени всех напряжений и токов, а также для условий установившегося режима могут быть представлены в форме

$$\left.\begin{aligned} &\dot I'_{1c}R+j\omega_0 L\dot I'_{1c}+j\omega_0 M\dot I'_{1p}=\dot U'_1;\\ &\dot I'_{2c}R+j\omega_0 L\dot I'_{2c}+j\omega_0 M\dot I'_{2p}=\dot U'_2;\\ &\dot I'_{1p}r+j\omega_0 l\dot I'_{1p}+j\omega_0 M\dot I'_{1c}-j\Omega\,(M\dot I'_{1c}+l\dot I'_{1p})=0;\\ &\dot I'_{2p}r+j\omega_0 l\dot I'_{2p}+j\omega_0 M\dot I'_{2c}+j\Omega\,(M\dot I'_{2c}+l\dot I'_{2p})=0. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(III.25)}$$

Если в систему уравнений (III.25) ввести значения полных коэффициентов самоиндукции L и l, то после элементарных преобразований система приводится к виду

$$\left.\begin{aligned} &\dot I'_{1c}\,(R+jx_c)+jx_0\,(\dot I'_{1рп}+\dot I'_{1c})=\dot U'_1;\\ &\dot I'_{2c}\,(R+jx_c)+jx_0\,(\dot I'_{2рп}+\dot I'_{2c})=\dot U'_2;\\ &\dot I'_{1рп}\,[r_п+jx_{рп}\,(1-\eta)]+jx_0\,(\dot I'_{1рп}+\dot I'_{1c})\,(1-\eta)=0;\\ &\dot I'_{2рп}\,[r_п+jx_{рп}\,(1+\eta)]+jx_0\,(\dot I'_{2рп}+\dot I'_{2c})\,(1+\eta)=0, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(III.26)}$$

где $x_c = \omega_0 S_c$ — реактивное сопротивление статора;

$x_0=\omega_0 M\,\dfrac{w_c}{w_p}$ — реактивное сопротивление цепи связи;

$r_п=r\left(\dfrac{w_c}{w_p}\right)^2$ — приведенное к статору активное сопротивление ротора;

$x_{рп}=\omega_0 S_p\left(\dfrac{w_c}{w_p}\right)^2$ — приведенное к статору реактивное сопротивление ротора;

$\dot I'_{1рп}=\dot I'_{1p}\dfrac{w_p}{w_c}$ — приведенный к статору ток первой эквивалентной обмотки ротора;

$\dot I'_{2пр}=\dot I'_{2p}\dfrac{w_p}{w_c}$ — приведенный к статору ток второй эквивалентной обмотки ротора;

$\eta=\dfrac{\Omega}{\omega_0}$ — отношение действительной угловой скорости ротора к синхронной.

Из системы уравнений (III.26) следует, что токи

$$\dot I'_{1c}=\frac{\dot U'_1}{R+jx_c+\dfrac{jx_0\left[\dfrac{r_п}{1-\eta}+jx_{рп}\right]}{jx_0+\dfrac{r_п}{1-\eta}+jx_{рп}}}; \qquad \text{(III.27)}$$

$$\dot I'_{2c}=\frac{\dot U'_2}{R+jx_c+\dfrac{jx_0\left[\dfrac{r_п}{1+\eta}+jx_{рп}\right]}{jx_0+\dfrac{r_п}{1+\eta}+jx_{рп}}}. \qquad \text{(III.28)}$$

Последние выражения показывают, что действительную электрическую схему асинхронного двухфазного электродвигателя можно заменить эквивалентной схемой рис. III.9. При этом схема, определяемая уравнением (III.27), дает схему замещения для тока прямой последовательности (рис. III.9, *а*), а схема, соответствующая уравнению (III.28), для тока обратной последовательности (рис. III.9, *б*).

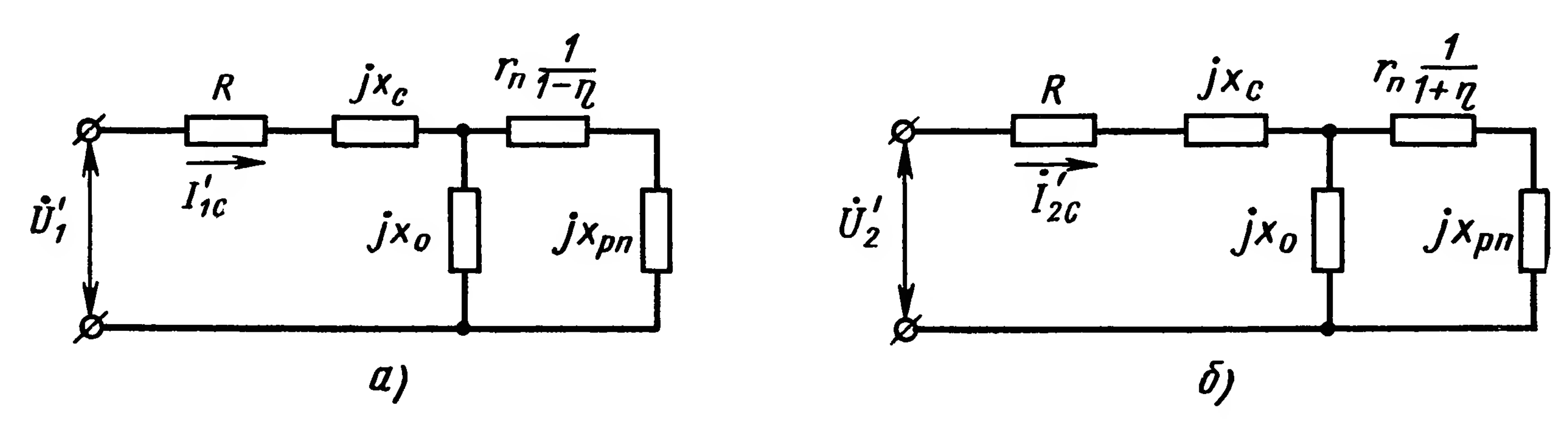


Рис. III.9. Эквивалентная схема двухфазного асинхронного электродвигателя:

а — для тока прямой последовательности; *б* — для тока обратной последовательности

Уравнения (III.27) и (III.28) можно выразить через электрические постоянные времени обмоток возбуждения (управления), цепей ротора и коэффициент связи между цепями статора и ротора. В этом случае уравнения для токов $\dot{I}'_{1c}$ и $\dot{I}'_{2c}$ принимают вид

$$\dot{I}'_{1c}=\frac{\dot{U}'_1\left(\frac{1}{1-\eta}+j\omega_0\tau_p\right)}{R\left[\frac{1}{1-\eta}+\omega_0^2\tau_p\tau_c(k^2-1)+j\left(\omega_0\tau_p+\frac{\omega_0\tau_c}{1-\eta}\right)\right]}; \qquad (III.29)$$

$$\dot{I}'_{2c}=\frac{\dot{U}'_2\left(\frac{1}{1+\eta}+j\omega_0\tau_p\right)}{R\left[\frac{1}{1+\eta}+\omega_0^2\tau_p\tau_c(k^2-1)+j\left(\omega_0\tau_p+\frac{\omega_0\tau_c}{1+\eta}\right)\right]}, \qquad (III.30)$$

где $\tau_c=\frac{L}{R}$ — электрическая постоянная времени обмоток статора;

$\tau_p=\frac{l}{r}$ — электрическая постоянная времени ротора;

$k=\frac{M}{\sqrt{Ll}}$ — коэффициент связи между цепями статора и ротора.

Эквивалентная схема рис. III.9 позволяет найти механическую мощность электродвигателя и пропорциональную ей величину вращающего момента.

Электромагнитная мощность электродвигателя может быть найдена путем составления разности между электромагнитной мощностью прямой последовательности и электромагнитной мощностью обратной последовательности. Так как механическая мощность электродвигателя определяется как разность между электромагнитной мощностью и мощностью потерь в роторе, обусловленных токами прямой и обратной последовательностей, то, следовательно, механическая мощность

$$P_м=2\eta\left[\frac{I'^2_{1рп}r_п}{1-\eta}-\frac{I'^2_{2рп}r_п}{1+\eta}\right], \qquad (III.31)$$

откуда находим вращающий момент

$$M_{\text{вр}} = \frac{P_{\text{м}}}{\Omega} = \frac{2}{\omega_0}\left[\frac{I'^2_{1\text{рп}} r_{\text{п}}}{1-\eta} - \frac{I'^2_{2\text{рп}} r_{\text{п}}}{1+\eta}\right]\frac{10^5}{9{,}81}. \qquad \text{(III.32)}$$

Из эквивалентной схемы (рис. III.9) можно найти токи $\dot{I}'_{1\text{рп}}$ и $\dot{I}'_{2\text{рп}}$, выраженные через параметры электродвигателя, и определить вращающий момент электродвигателя как функцию его параметров и скорости.

Токи $\dot{I}'_{1\text{рп}}$ и $\dot{I}'_{2\text{рп}}$ находим в виде

$$\dot{I}'_{1\text{рп}} = \dot{I}'_{1\text{c}} \frac{jx_0}{\frac{r_{\text{п}}}{1-\eta} + jx_0 + jx_{\text{рп}}}; \qquad \text{(III.33)}$$

$$\dot{I}'_{2\text{рп}} = \dot{I}'_{2\text{c}} \frac{jx_0}{\frac{r_{\text{п}}}{1+\eta} + jx_0 + jx_{\text{рп}}} \qquad \text{(III.34)}$$

или после введения параметров τ_{c}, $\tau_{\text{р}}$ и $k_{\text{р}}$

$$\dot{I}'_{1\text{рп}} = \dot{I}'_{1\text{c}} \frac{j\omega_0 k_{\text{р}}\tau_{\text{р}}}{\frac{w_{\text{c}}}{w_{\text{р}}}\left(\frac{1}{1-\eta} + j\omega_0\tau_{\text{р}}\right)}; \qquad \text{(III.35)}$$

$$\dot{I}'_{2\text{рп}} = \dot{I}'_{2\text{c}} \frac{j\omega_0 k_{\text{р}}\tau_{\text{р}}}{\frac{w_{\text{c}}}{w_{\text{р}}}\left(\frac{1}{1+\eta} + j\omega_0\tau_{\text{р}}\right)}, \qquad \text{(III.36)}$$

где $k_{\text{р}} = \frac{M}{l}$,

Используя уравнения (III.22), (III.23), (III.29), (III.30), (III.35) и (III.36), находим вращающий момент в виде

$$M_{\text{вр}} = \frac{r\omega_0 k_{\text{р}}^2 \tau_{\text{р}}^2}{2R^2}\left\{\frac{(U_1+U_2)^2(1-\eta)}{[1+\omega_0^2\tau_{\text{р}}\tau_{\text{c}}(k^2-1)(1-\eta)]^2 + \omega_0^2[\tau_{\text{c}}+\tau_{\text{р}}(1-\eta)]^2} - \right.$$
$$\left. - \frac{(U_1-U_2)^2(1+\eta)}{[1+\omega_0^2\tau_{\text{р}}\tau_{\text{c}}(k^2-1)(1+\eta)]^2 + \omega_0^2[\tau_{\text{c}}+\tau_{\text{р}}(1+\eta)]^2}\right\}\frac{10^5}{9{,}81}, \qquad \text{(III.37)}$$

где k находится из соотношения $k_{\text{c}} = \frac{M}{L} = \frac{k^2}{k_{\text{р}}}$.

5. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Из формулы (III.37) вращающего момента следует, что связь между моментом и скоростью вращения ротора электродвигателя нелинейная и при некотором соотношении электрических постоянных времени $\tau_{\text{р}}$ и τ_{c}, т. е. активных и реактивных сопротивлений, возможно существование максимума момента при изменении скорости от нуля до синхронной. В этом случае на характеристике скорость — момент возможно существование такого участка, где возрастание скорости соответствует возрастанию момента. Для определения скорости Ω или отношения скоростей $\eta = \frac{\Omega}{\omega_0}$, при котором момент достигает максимума,

нужно решить уравнение $\frac{dM_{вр}}{d\eta}=0$ относительно η или Ω. Если для простоты положить, что амплитуда управляющего напряжения равна амплитуде напряжения возбуждения ($U_1 = U_2$), то можно показать, что отношение скоростей η, при котором момент достигает максимума, определяется выражением

$$1-\eta=\pm\sqrt{\frac{1+\omega_0^2\tau_c^2}{\omega_0^2\tau_p^2\left[1+\omega_0^2\tau_c^2(k^2-1)^2\right]}}, \qquad \text{(III.38)}$$

в котором знак плюс перед корнем в правой части соответствует электродвигательному режиму работы, а знак минус — работе электродвигателя в генераторном режиме. Следовательно, условием существования максимума момента на характеристике скорость — момент при электродвигательном режиме работы в интервале скоростей $0 \leqslant \Omega \leqslant \omega_0$, что соответствует интервалу скольжений $1 \geqslant s = 1-\eta \geqslant 0$, будет неравенство вида

$$1+\omega_0^2\tau_c^2 < \omega_0^2\tau_p^2\left[1+\omega_0^2\tau_c^2(k^2-1)^2\right]. \qquad \text{(III.39)}$$

Механическая характеристика $\Omega = \varphi(M_{вр})$, отвечающая условию (III.39), представлена на рис. III.10 в виде кривой *1*. Подобного рода характеристика не может считаться пригодной для плавного регулирования скорости в широких пределах. Наличие на механической характеристике *1* участка *а* — *б* с положительным наклоном приводит к возникновению колебаний следящего привода и ухудшает его качественные показатели. Вследствие этого в асинхронных двухфазных электродвигателях, предназначенных для работы в качестве исполнительного элемента в следящих системах, обычно стараются получить механическую характеристику с отрицательным наклоном во всем диапазоне изменения скорости. Очевидно, для этого необходимо выполнить следующее неравенство:

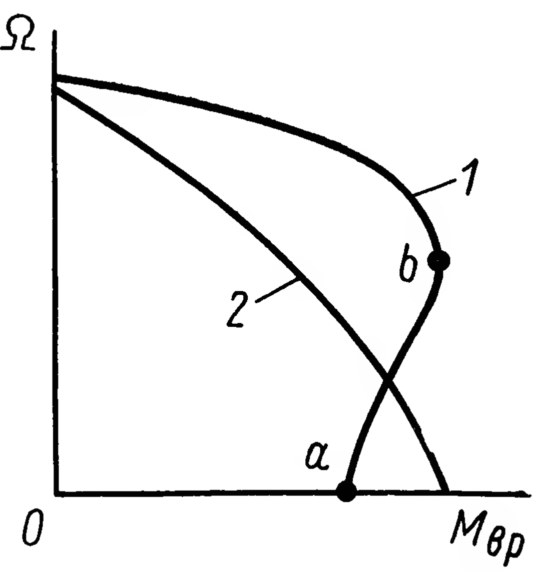


Рис. III.10. Механические характеристики двухфазного электродвигателя

$$1+\omega_0^2\tau_c^2 > \omega_0^2\tau_p^2\left[1+\omega_0^2\tau_c^2(k^2-1)^2\right], \qquad \text{(III.40)}$$

являющееся условием отсутствия максимума на механической характеристике. Для удовлетворения неравенства (III.40) нужно, чтобы электрическая постоянная времени ротора τ_p была по возможности небольшой. Это обычно достигается путем увеличения активного сопротивления ротора по сравнению с его реактивным сопротивлением, а также сопротивлением связи между цепями статора и ротора. Поэтому асинхронные двухфазные электродвигатели, как правило, обладают механической характеристикой такого вида, как это показано на рис. III.3 или на рис. III.10 в виде кривой *2*. Особенностью механических характеристик двухфазного электродвигателя нужно считать то, что максимальным моментом обычно является пусковой момент, соответствующий нулевой скорости. При стремлении сделать механическую характеристику более линейной путем увеличения активного сопро-

тивления ротора пусковой момент уменьшается, что приводит к меньшей отдаче мощности на нагрузку, уменьшению начального ускорения и замедлению реакции следящей системы. Поэтому при проектировании электродвигателя необходим разумный выбор величины активного сопротивления ротора.

Увеличение активного сопротивления $r_{п}$ ротора при прочих равных условиях делает характеристики рис. III.10 более линейными. Если активное сопротивление ротора значительно превосходит по своей величине сумму реактивных сопротивлений $(x_0 + x_{рп})$, то согласно уравнениям (III.27) и (III.28) токи статора $\dot{I}'_{1c}$ и $\dot{I}'_{2c}$ практически перестают зависеть от скорости и формула (III.37) принимает вид

$$M_{вр} = \frac{2r\omega_0 k_p^2 \tau_p^2}{R^2 \left(1 + \omega_0^2 \tau_c^2\right)} \left[U_1 U_2 - \frac{U_1^2 + U_2^2}{2} \eta\right] \frac{10^5}{9{,}81}. \qquad \text{(III.41)}$$

Уравнение (III.41) дает линейную связь между моментом и скоростью для заданных значений управляющего напряжения U_2. Разумеется, в практических условиях получить зависимость вида (III.41) во всем диапазоне изменения скорости не представляется возможным. Однако в области малых скоростей и напряжений характеристики, определяемые выражением вида (III.41), могут считаться с достаточной степенью точности линейными.

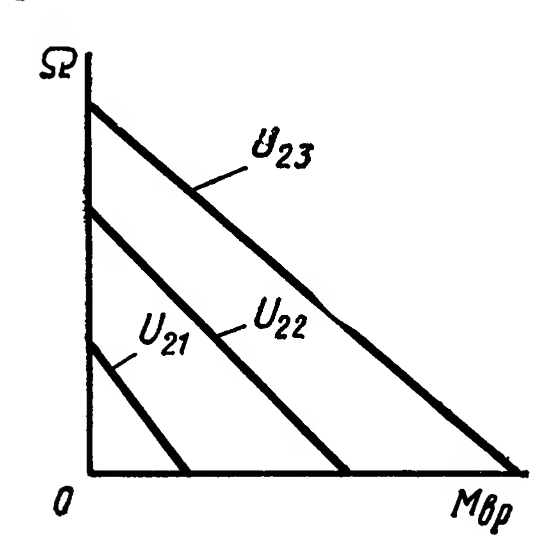


Рис. III.11. Механические характеристики двухфазного электродвигателя при больших значениях сопротивления ротора ($U_{21} < U_{22} < U_{23}$).

Характеристики (рис. III.11), отвечающие выражению (III.41) — семейство прямых, пересекающих ось моментов под различными углами.

Выражения (III.37) и (III.41), связывающие вращающий момент со скоростью, показывают, что основные механические характеристики электродвигателя, а следовательно, и его свойства характеризуются несколькими параметрами, к числу которых следует отнести электромеханическую постоянную времени и коэффициент пропорциональности, связывающий угловую скорость вращения электродвигателя с подведенным напряжением. Для определения этих параметров необходимо знание момента инерции J, коэффициента пропорциональности между вращающим моментом и подведенным напряжением и коэффициента внутреннего демпфирования. Величины этих коэффициентов, а также характер их изменения могут быть определены по статическим характеристикам.

Из уравнений (III.37) и (III.41) видно, что вращающий момент двухфазного электродвигателя состоит из двух составляющих, одна из которых определяет пусковой момент и пропорциональна величине управляющего напряжения U_2, а другая определяет тормозной момент и зависит как от величины скорости, так и от величины управляющего напряжения. Тормозной момент оказывает такое же действие на систему с двухфазным электродвигателем, работающим в качестве исполнительного элемента, как и момент сопротивления, пропорцио-

нальный скорости вращения вала исполнительного элемента. Величина тормозного момента может быть определена степенью наклона механической характеристики $\Omega = \psi(M_{\text{вр}})$ или коэффициентом собственного вязкого трения, который иногда называют коэффициентом внутреннего демпфирования электродвигателя $f_{\text{дв}}$. Коэффициент внутреннего демпфирования есть производная $\frac{dM_{\text{вр}}}{d\Omega}$ при постоянном управляющем напряжении и является величиной переменной (рис. III.3). В области малых скоростей, где механическая характеристика может считаться линейной, коэффициент внутреннего демпфирования изменяется мало и практически остается величиной постоянной. По мере увеличения скорости нелинейная зависимость скорости и момента становится более ощутимой, вследствие чего резче начинает изменяться и коэффициент внутреннего демпфирования, возрастая с увеличением скорости. Следует отметить, что коэффициент внутреннего демпфирования является не только функцией скорости, но и функцией напряжения. Поэтому даже в том случае, когда механические характеристики определяются выражением (III.41), этот коэффициент принимает различные значения при изменении управляющего напряжения. Так, например, из выражения (III.41) (см. рис. III.11) следует, что коэффициент внутреннего демпфирования

$$f_{\text{дв}} = \frac{rk_{\text{р}}^2\tau_{\text{р}}^2}{R^2\left(1+\omega_0^2\tau_{\text{с}}^2\right)}\left(U_1^2+U_2^2\right)\frac{10^5}{9{,}81}. \qquad \text{(III.42)}$$

Как видно из формулы, коэффициент внутреннего демпфирования возрастает с увеличением управляющего напряжения и наиболее резко в тех случаях, когда величина управляющего напряжения соизмерима с величиной напряжения возбуждения.

Таким образом, нелинейность механических характеристик двухфазного электродвигателя обусловливает переменность коэффициента $f_{\text{дв}}$. При этом в области малых значений скоростей и напряжений U_2, где характеристики практически линейны, коэффициент $f_{\text{дв}}$ имеет постоянную величину.

По коэффициенту внутреннего демпфирования и моменту инерции может быть определена электромеханическая постоянная времени. Так, например, для двухфазного электродвигателя, механические характеристики которого определяются в первом приближении выражением (III.41), электромеханическая постоянная времени

$$T = \frac{J}{f_{\text{дв}}} = \frac{JR^2\left(1+\omega_0^2\tau_{\text{с}}^2\right)}{rk_{\text{р}}^2\tau_{\text{р}}^2\left(U_1^2+U_2^2\right)}\frac{9{,}81}{10^5}. \qquad \text{(III.43)}$$

Если управляющее напряжение U_2 является функцией времени, то электромеханическая постоянная времени также будет функцией времени. При этом увеличение управляющего напряжения соответствует уменьшению T. Это свойство может быть использовано для повышения быстродействия следящей системы с пропорциональной обратной связью, где управляющее напряжение изменяется вместе с изменением ошибки. Для уменьшения электромеханической постоянной времени и соответственного увеличения быстродействия необхо-

димо на время реакции системы управляющее напряжение иметь максимальным, что может быть осуществлено путем включения в цепь обратной связи нелинейного элемента, обеспечивающего искусственное увеличение сигнала ошибки во время его отработки.

Рис. III.12. Характеристики холостого хода и короткого замыкания:

1 — характеристика холостого хода $\Omega = f_1(U_2)$; *2* — характеристика короткого замыкания $M_{\text{вр}} = f_2(U_2)$

По механическим характеристикам (см. рис. III.3 и III.11) можно построить характеристику холостого хода, представляющую зависимость угловой скорости вращения электродвигателя от величины управляющего напряжения при нулевой нагрузке, и характеристику короткого замыкания — зависимость вращающего момента от величины управляющего напряжения при нулевой скорости. Построение первой характеристики может быть выполнено путем определения точек пересечения характеристик $M_{\text{вр}}$ с осью Ω для различных управляющих напряжений U_2, а построение второй — путем определения точек пересечения тех же характеристик для различных U_2 с осью $M_{\text{вр}}$ (рис. III.12).

Математическое выражение характеристики холостого хода может быть получено из соотношения

$$\frac{(U_1+U_2)^2(1-\eta)}{\left[1+\omega_0^2\tau_p\tau_c(k^2-1)(1-\eta)\right]^2+\omega_0^2\left[\tau_c+\tau_p(1-\eta)\right]^2}-\frac{(U_1-U_2)^2(1+\eta)}{\left[1+\omega_0^2\tau_p\tau_c(k^2-1)(1+\eta)\right]^2+\omega_0^2\left[\tau_c+\tau_p(1+\eta)\right]^2}=0, \qquad (III.44)$$

а выражения характеристики короткого замыкания — в виде

$$M_{\text{вр}}=\frac{2r\omega_0 k_p^2\tau_p^2 U_1 U_2}{R^2\left\{\left[1+\omega_0^2\tau_p\tau_c(k^2-1)\right]^2+\omega_0^2(\tau_c+\tau_p)^2\right\}}\,\frac{10^5}{9{,}81}. \qquad (III.45)$$

Коэффициент пропорциональности между моментом и подведенным напряжением определяется характеристикой короткого замыкания и равен тангенсу угла наклона этой характеристики к оси абсцисс, т. е.

$$K_M=\frac{2r\omega_0 k_p^2\tau_p^2 U_1}{R^2\left\{\left[1+\omega_0^2\tau_p\tau_c(k^2-1)\right]^2+\omega_0^2(\tau_c+\tau_p)^2\right\}}\,\frac{10}{9{,}81}. \qquad (III.46)$$

Коэффициент пропорциональности между скоростью и подведенным напряжением определяется характеристикой холостого хода и может быть вычислен путем определения производной $\frac{d\Omega}{dU_2}=k_{\text{дв}}$ по экспериментально снятой характеристике холостого хода или по выражению (III.44).

График рис. III.12, а также уравнение (III.46), показывают, что коэффициент пропорциональности между моментом и подведенным

напряжением K_M является величиной постоянной в широком диапазоне изменения управляющего напряжения. Из того же графика можно установить, что коэффициент пропорциональности между скоростью и управляющим напряжением U_2 является величиной переменной. С увеличением управляющего напряжения и скорости этот коэффициент уменьшается, причем наиболее существенное уменьшение наблюдается при больших величинах напряжения U_2 и скорости. В области малых напряжений и скорости коэффициент $k_{дв}$ остается практически постоянной величиной, что соответствует линейной части характеристики холостого хода.

Таким образом, в зоне малых напряжений и скоростей, где статические характеристики электродвигателя линейны и где механические характеристики могут быть представлены семейством параллельных наклонных прямых, коэффициенты двухфазного электродвигателя K_M, $k_{дв}$ и $f_{дв}$ постоянны. Легко показать, что между ними существует связь, определяемая уравнением

$$K_M = k_{дв} f_{дв}. \tag{III.47}$$

Если известны коэффициент внутреннего демпфирования $f_{дв}$ и коэффициент пропорциональности между моментом и напряжением K_M в режиме короткого замыкания, то по формуле (III.47) можно вычислить коэффициент пропорциональности между скоростью и напряжением $k_{дв}$.

Уравнения, описывающие механические характеристики, а также характеристики холостого хода и короткого замыкания, дают возможность проанализировать влияние того или иного параметра электродвигателя на величину и характер изменения его основных коэффициентов.

6. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ ДВУХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

Передаточная функция несимметричного двухфазного асинхронного электродвигателя. Выше была выведена система уравнений (III.19), описывающих физические процессы в несимметричном двухфазном электродвигателе. Предположим, что обмотка возбуждения электродвигателя подключена к источнику питания с напряжением

$$u_1 = U_1 \cos \omega_0 t, \tag{III.48}$$

а на управляющей обмотке двухфазного электродвигателя действует напряжение

$$u_2 = a(t) \sin(\omega_0 t + \varphi). \tag{III.49}$$

Система уравнений (III.19) является нелинейной. Однако, учитывая незначительное влияние электродвижущей силы вращения ротора на величину тока в обмотке возбуждения, в особенности в области скоростей, значительно отличающихся от синхронной, систему (III.19) можно свести к линейной системе дифференциальных уравнений с пере-

менными коэффициентами и взять за основу при определении передаточной функции двухфазного электродвигателя. Такое упрощающее предположение не лишено оснований, так как обычные двухфазные электродвигатели, применяемые в маломощных следящих системах, в счетно-решающих устройствах и в системах дистанционного управления имеют зависимость момента от скорости вращения достаточно близкую к линейной и соответствующую по своему характеру уменьшению вращающего момента при увеличении скорости. Такого рода характеристики электродвигателя могут быть получены, как это было показано выше, при условии, когда активное сопротивление ротора значительно превосходит по своей величине его реактивное сопротивление, а также сопротивление связи между цепями статора и ротора. Такое предположение будет тем более оправданным, чем меньше диапазон используемых скоростей.

Таким образом, пренебрегая влиянием электродвижущей силы вращения ротора на ток в обмотке возбуждения, получим систему уравнений, которая может быть положена в основу определения передаточной функции двухфазного электродвигателя:

$$\left.\begin{aligned}
&i_{1c}+\tau_{1c}\frac{di_{1c}}{dt}+k_{1c}\tau_{1c}\frac{di_{1p}}{dt}=I_1\cos\omega_0 t;\\
&i_{2c}+\tau_{2c}\frac{di_{2c}}{dt}+k_{2c}\tau_{2c}\frac{di_{2p}}{dt}=I_2(t)\sin(\omega_0 t+\varphi);\\
&i_{1p}+\tau_p\frac{di_{1p}}{dt}+k_{1p}\tau_p\frac{di_{1c}}{dt}=0;\\
&i_{2p}+\tau_p\frac{di_{2p}}{dt}+k_{2p}\tau_p\frac{di_{2c}}{dt}-\tau_p(k_{1p}i_{1c}+i_{1p})\frac{d\theta}{dt}=0;\\
&J\frac{d^2\theta}{dt^2}+\rho\frac{d\theta}{dt}=M_2 i_{2c}i_{1p}-M_1 i_{1c}i_{2p},
\end{aligned}\right\}\qquad\text{(III.50)}$$

где

$$\tau_{1c}=\frac{L_1}{R_1};\quad \tau_{2c}=\frac{L_2}{R_2};\quad \tau_p=\frac{l}{r};\quad k_{1c}=\frac{M_1}{L_1};\quad k_{2c}=\frac{M_2}{L_2};\quad k_{1p}=\frac{M_1}{l};$$

$$k_{2p}=\frac{M_2}{l};\quad I_1=\frac{U_1}{R_1};\quad I_2(t)=\frac{a(t)}{R_2}.$$

Решение этой системы уравнений может быть разбито на три этапа. Первый этап связан с определением тока возбуждения i_{1c} и соответствующего тока ротора i_{1p}. На втором этапе находятся изображения тока управляющей обмотки i_{2c} и соответствующего тока ротора i_{2p}. На последнем этапе находится передаточная функция по уравнению движения двухфазного электродвигателя на основании найденных значений токов i_{1c} и i_{1p}, а также изображений токов i_{2c} и i_{2p}.

Из первого и третьего уравнений системы (III.50) можно определить токи i_{1c} и i_{1p}. Однако при этом следует иметь в виду, что обмотка возбуждения подключена к источнику питания с фиксированным напряжением, которое в процессе работы электродвигателя остается неизменным. Вследствие этого для решения системы уравнений (III.50) достаточно определить только установившиеся значения тока возбуж-

дения i_{1c} и соответствующего тока в роторе i_{1p}. Выполнив необходимые математические преобразования, найдем установившееся значение тока возбуждения

$$i_{1c\,уст} = I_{1c} \cos(\omega_o t + \psi_1) \qquad (III.51)$$

и установившееся значение соответствующего тока в роторе

$$i_{1p\,уст} = I_{1p} \sin(\omega_o t - \psi_2), \qquad (III.52)$$

где

$$I_{1c} = \frac{I_1 \sqrt{1 + \omega_o^2 \tau_p^2}}{\sqrt{[1 - \tau_p \tau_{1c}(1 - k_1^2)\omega_o^2]^2 + \omega_o^2 (\tau_p + \tau_{1c})^2}}; \qquad (III.53)$$

$$I_{1p} = \frac{I_1 k_{1p} \tau_p \omega_o}{\sqrt{[1 - \tau_p \tau_{1c}(1 - k_1^2)\omega_o^2]^2 + \omega_o^2 (\tau_p + \tau_{1c})^2}}; \qquad (III.54)$$

$$\psi_1 = \operatorname{arctg} \omega_o \tau_p - \operatorname{arctg} \frac{\omega_o (\tau_p + \tau_{1c})}{1 - \tau_p \tau_{1c}(1 - k_1^2)\omega_o^2}; \qquad (III.55)$$

$$\psi_2 = \operatorname{arctg} \frac{\omega_o (\tau_p + \tau_{1c})}{1 - \tau_p \tau_{1c}(1 - k_1^2)\omega_o^2}; \qquad (III.56)$$

$$k_1^2 = k_{1p} k_{1c}.$$

Для определения изображений токов i_{2c} и i_{2p} необходимо значения токов $i_{1c\ уст}$ и $i_{1p\ уст}$ [выражения (III.51) и (III.52)] подставить вместо i_{1c} и i_{1p} в уравнения второе и четвертое системы (III.50), в которые входят две неизвестные функции $I_2(t)$ и $\frac{d\theta}{dt} = \Omega(t)$. Полагая, что функции $I_2(t)$ и $\Omega(t)$ имеют своими изображениями соответственно функции $I_2(s)$ и $\Omega(s)$, получим на основании теоремы о смещении в комплексной области

$$\left.\begin{aligned} i_{2c}(s)[1 + \tau_{2c} s] + i_{2p}(s) k_{2c} \tau_{2c} s &= \alpha(s - j\omega_o s + j\omega_o); \\ i_{2c}(s) k_{2p} \tau_p s + i_{2p}(s)[1 + \tau_p s] &= \beta(s - j\omega_o s + j\omega_o), \end{aligned}\right\} \qquad (III.57)$$

где

$$\alpha(s - j\omega_o s + j\omega_o) = \frac{\cos\varphi}{2j}[I_2(s - j\omega_o) - I_2(s + j\omega_o)] + \frac{\sin\varphi}{2}[I_2(s - j\omega_o) + I_2(s + j\omega_o)]; \qquad (III.58)$$

$$\beta(s - j\omega_o s + j\omega_o) = \frac{A}{2}[\Omega(s - j\omega_o) + \Omega(s + j\omega_o)] + \frac{B}{2j}[\Omega(s - j\omega_o) - \Omega(s + j\omega_o)]; \qquad (III.59)$$

$$A = \frac{I_1 k_{1p} \tau_p [1 - \tau_p \tau_{1c}(1 - k_1^2)\omega_o^2]}{[1 - \tau_p \tau_{1c}(1 - k_1^2)\omega_o^2]^2 + \omega_o^2 (\tau_p + \tau_{1c})^2}; \qquad (III.60)$$

$$B = \frac{I_1 k_{1p} \tau_p \omega_o (\tau_p + \tau_{1c})}{[1 - \tau_p \tau_{1c}(1 - k_1^2)\omega_o^2]^2 + \omega_o^2 (\tau_p + \tau_{1c})^2}. \qquad (III.61)$$

Из уравнений (III.57) находим изображения токов $i_{2c}(s)$ и $i_{2p}(s)$:

$$i_{2c}(s)=\frac{\alpha(s-j\omega_o;\ s+j\omega_o)\,[1+\tau_p s]-k_{2c}\tau_{2c}s\beta(s-j\omega_o;\ s+j\omega_o)}{1+(\tau_p+\tau_{2c})s+\tau_{2c}\tau_p s^2(1-k_2^2)};\qquad (III.62)$$

$$i_{2p}(s)=\frac{\beta(s-j\omega_o;\ s+j\omega_o)\,[1+\tau_{2c}s]-k_{2p}\tau_p s\alpha(s-j\omega_o;\ s+j\omega_o)}{1+(\tau_p+\tau_{2c})s+\tau_{2c}\tau_p s^2(1-k_2^2)},\qquad (III.63)$$

где

$$k_2^2=k_{2p}k_{2c}.$$

Найденные изображения токов в обмотке управления $i_{2c}(s)$ и в роторе $i_{2p}(s)$ позволяют применить одну из частных форм теоремы свертки функций с целью нахождения передаточной функции двухфазного электродвигателя по уравнению движения, которое является пятым в системе (III.50).

Подставив в пятое уравнение системы (III.50) токи $i_{1c\ уст}$ и $i_{1p\ уст}$, определяемые уравнениями (III.51) и (III.52), получим

$$J\frac{d^2\theta}{dt^2}+\rho\frac{d\theta}{dt}=M_2 i_{2c}I_{1p}\sin(\omega_o t-\psi_2)-M_1 i_{2p}I_{1c}\cos(\omega_o t+\psi_1).\qquad (III.64)$$

Уравнение (III.64) можно решить, применяя теорему свертки функций. Известно, что если функции $\varphi_1(t)$ и $\varphi_2(t)$ преобразуемы по Лапласу и имеют своими изображениями функции $\varphi_1(s)$ и $\varphi_2(s)$ соответственно и если $\varphi_1(s)=\frac{A_1(s)}{B_1(s)}$ представляет собой рациональную алгебраическую дробь, имеющую только q простых полюсов, то действительно равенство

$$L[\varphi_1(t)\,\varphi_2(t)]=\sum_{\kappa=1}^{q}\frac{A_1(s_\kappa)}{B_1'(s_\kappa)}\varphi_2(s-s_\kappa).\qquad (III.65)$$

Применяя равенство (III.65) к уравнению (III.64) и имея при этом ввиду выражения (III.62) и (III.63), получим

$$(Js+\rho)\,\Omega(s)=\frac{\alpha(s-2j\omega_o;\ s)}{2j\gamma(s-j\omega_o)}F(j\omega_o;\ s-j\omega_o)-$$
$$-\frac{\alpha(s;\ s+2j\omega_o)}{2j\gamma(s+j\omega_o)}F(-j\omega_o;\ s+j\omega_o)-\frac{\beta(s-2j\omega_o;\ s)}{2j\gamma(s-j\omega_o)}\Phi(j\omega_o;\ s-j\omega_o)+$$
$$+\frac{\beta(s;\ s+2j\omega_o)}{2j\gamma(s+j\omega_o)}\Phi(-j\omega_o;\ s+j\omega_o),\qquad (III.66)$$

где

$$\gamma(s-j\omega_o)=1+(\tau_p+\tau_{2c})(s-j\omega_o)+\tau_{2c}\tau_p(1-k_2^2)(s-j\omega_o)^2;\qquad (III.67)$$

$$\gamma(s+j\omega_o)=1+(\tau_p+\tau_{2c})(s+j\omega_o)+\tau_{2c}\tau_p(1-k_2^2)(s+j\omega_o)^2;\qquad (III.68)$$

$$F(j\omega_o;\ s-j\omega_o)=M_2I_{1p}e^{-j\psi_2}[1+\tau_p(s-j\omega_o)]+$$
$$+jM_1I_{1c}e^{j\psi_1}k_{2p}\tau_p(s-j\omega_o);\qquad (III.69)$$

$$F(-j\omega_o;\ s+j\omega_o)=M_2I_{1p}e^{j\psi_2}[1+\tau_p(s+j\omega_o)]-$$
$$-jM_1I_{1c}e^{-j\psi_1}k_{2p}\tau_p(s+j\omega_o);\qquad (III.70)$$

$$\Phi(j\omega_o;\ s-j\omega_o)=M_2I_{1p}e^{-j\psi_2}k_{2c}\tau_{2c}(s-j\omega_o)+$$
$$+jM_1I_{1c}e^{j\psi_1}[1+\tau_{2c}(s-j\omega_o)];\qquad (III.71)$$

$$\Phi(-j\omega_o s+j\omega_o)=M_2I_{1p}e^{j\psi_2}k_{2c}\tau_{2c}(s+j\omega_o)-$$
$$-jM_1I_{1c}e^{-j\psi_1}[1+\tau_{2c}(s+j\omega_o)].\qquad (III.72)$$

На основании равенства (III.58) и (III.59) функции $\alpha(s-2j\omega_0;\ s)$, $\alpha(s;\ s+2j\omega_0)$, $\beta(s-2j\omega_0;\ s)$ и $\beta(s;\ s+2j\omega_0)$ могут быть определены в следующем виде:

$$\alpha(s-2j\omega_0;\ s)=\frac{\cos\varphi}{2j}[I_2(s-2j\omega_0)-I_2(s)]+$$
$$+\frac{\sin\varphi}{2}[I_2(s-2j\omega_0)+I_2(s)]; \qquad \text{(III.73)}$$

$$\alpha(s;\ s+2j\omega_0)=\frac{\cos\varphi}{2j}[I_2(s)-I_2(s+2j\omega_0)]+$$
$$+\frac{\sin\varphi}{2}[I_2(s)+I_2(s+2j\omega_0)]; \qquad \text{(III.74)}$$

$$\beta(s-2j\omega_0;\ s)=\frac{A}{2}[\Omega(s-2j\omega_0)+\Omega(s)]+$$
$$+\frac{B}{2j}[\Omega(s-2j\omega_0)-\Omega(s)]; \qquad \text{(III.75)}$$

$$\beta(s;\ s+2j\omega_0)=\frac{A}{2}[\Omega(s)+\Omega(s+2j\omega_0)]+$$
$$+\frac{B}{2j}[\Omega(s)-\Omega(s+2j\omega_0)]. \qquad \text{(III.76)}$$

При подстановке этих функций в уравнение (III.66) в правой части появятся составляющие двойной несущей частоты, на которые ротор двухфазного электродвигателя реагировать не будет вследствие своей инерционности. Поэтому в первом приближении этими составляющими можно пренебречь. Учитывая это, уравнение (III.66) можно преобразовать к виду

$$(Js+\rho)\,\Omega(s)=$$
$$=\left[\frac{(\cos\varphi-j\sin\varphi)F(j\omega_0;\ s-j\omega_0)}{4\gamma(s-j\omega_0)}+\frac{(\cos\varphi+j\sin\varphi)F(-j\omega_0;\ s+j\omega_0)}{4\gamma(s+j\omega_0)}\right]I_2(s)+$$
$$+\left[\frac{(jA-B)\,\Phi(j\omega_0;\ s-j\omega_0)}{4\gamma(s-j\omega_0)}-\frac{(jA+B)\,\Phi(-j\omega_0;\ s+j\omega_0)}{4\gamma(s+j\omega_0)}\right]\Omega(s), \qquad \text{(III.77)}$$

или

$$[(Js+\rho)\,\gamma_0(s)+\Phi_0(s)]\,\Omega(s)=F_0(s;\ \varphi)\,I_2(s), \qquad \text{(III.78)}$$

где

$$\gamma_0(s)=4\gamma(s-j\omega_0)\,\gamma(s+j\omega_0);$$
$$\Phi_0(s)=(jA+B)\,\Phi(-j\omega_0;\ s+j\omega_0)\,\gamma(s-j\omega_0)-$$
$$-(jA-B)\,\Phi(j\omega_0;\ s-j\omega_0)\,\gamma(s+j\omega_0);$$
$$F_0(s;\ \varphi)=(\cos\varphi-j\sin\varphi)\,F(j\omega_0;\ s-j\omega_0)\,\gamma(s+j\omega_0)+$$
$$+(\cos\varphi+j\sin\varphi)\,F(-j\omega_0;\ s+j\omega_0)\,\gamma(s-j\omega_0).$$

Из последнего уравнения находим передаточную функцию двухфазного электродвигателя

$$W(s)=\frac{\Omega(s)}{I_2(s)}=\frac{F_0(s;\ \varphi)}{(Js+\rho)\,\gamma_0(s)+\Phi_0(s)}. \qquad \text{(III.79)}$$

Выразив функции $\gamma_0(s)$, $\Phi_0(s)$ и $F_0(s;\ \varphi)$ через параметры двухфазного электродвигателя, имея в виду уравнения (III.60), (III.61), (III.67), (III.68)—(III.72), получим в знаменателе передаточной функции (III.79) полином пятого порядка, а в числителе — полином четвертого порядка. Передаточная функция (III.79) существенно упрощается, если предположить, что коэффициент связи $k_{1,2}$ между обмотками равен единице, а постоянная времени ротора τ_p значительно меньше постоянных времени обмоток статора τ_{1c} и τ_{2c}. Первое предположение соответствует пренебрежению потоками рассеяния, а второе весьма близко к реальным условиям, так как обычно двухфазные электродвигатели имеют большое активное сопротивление r ротора. В этом случае функции $\gamma_0(s)$, $\Phi_0(s)$ и $F_0(s;\ \varphi)$ принимают вид

$$\gamma_0(s)=4\left[\tau_{2c}^2 s^2+2\tau_{2c}s+1+\omega_0^2\tau_{2c}^2\right]; \qquad (III.80)$$

$$\Phi_0(s)=\frac{2I_1^2 k_{1p}\tau_p M_1}{1+\omega_0^2\tau_{1c}^2}\left[\tau_{2c}^2 s^2+2\tau_{2c}s+1+\omega_0^2\tau_{2c}^2\right]; \qquad (III.81)$$

$$F_0(s;\ \varphi)=\frac{2I_1 k_{2p}\tau_p M_1\omega_0}{1+\omega_0^2\tau_{1c}^2}\left\{\tau_{1c}\tau_{2c}\left(\cos\varphi+\frac{\sin\varphi}{\omega_0\tau_{1c}}\right)s^2+\right.$$

$$+\left[(\tau_{1c}+\tau_{2c})\cos\varphi+\frac{\sin\varphi}{\omega_0}-\omega_0\tau_{1c}\tau_{2c}\sin\varphi\right]s+$$

$$\left.+2\omega_0^2\tau_{1c}\tau_{2c}\cos\varphi\left(1+\frac{1}{\omega_0^2\tau_{1c}\tau_{2c}}\right)+2\omega_0(\tau_{2c}-\tau_{1c})\sin\varphi\right\}. \qquad (III.82)$$

После подстановки формул (III.80)—(III.82) в уравнение (III.79) получим передаточную функцию двухфазного электродвигателя

$$W(s)=K\frac{a_1 s^2+a_2 s+a_3}{(Ts+1)\left[\left(s+\frac{1}{\tau_{2c}}\right)^2+\omega_0^2\right]}, \qquad (III.83)$$

где

$$a_1=\frac{\tau_{1c}}{\tau_{2c}}\left(\cos\varphi+\frac{\sin\varphi}{\omega_0\tau_{1c}}\right); \qquad (III.84)$$

$$a_2=\frac{1}{\tau_{2c}^2}\left[(\tau_{1c}+\tau_{2c})\cos\varphi+\frac{\sin\varphi}{\omega_0}-\omega_0\tau_{1c}\tau_{2c}\sin\varphi\right]; \qquad (III.85)$$

$$a_3=2\omega^2\frac{\tau_{1c}}{\tau_{2c}}\cos\varphi\left(1+\frac{1}{\omega_0^2\tau_{1c}\tau_{2c}}\right)+\frac{2\omega_0}{\tau_{2c}^2}(\tau_{2c}-\tau_{1c})\sin\varphi; \qquad (III.86)$$

$$K=\frac{I_1 k_{2p}\tau_p\omega_0 M_1}{2\rho\left(1+\omega_0^2\tau_{1c}^2\right)+I_1^2 k_{1p}\tau_p M_1}; \qquad (III.87)$$

$$T=\frac{2J\left(1+\omega_0^2\tau_{1c}^2\right)}{2\rho\left(1+\omega_0^2\tau_{1c}^2\right)+I_1^2 k_{1p}\tau_p M_1}. \qquad (III.88)$$

Полученное выражение передаточной функции учитывает не только электромеханическую постоянную времени, но и электрические переходные процессы в обмотках электродвигателя, скорость протекания которых обусловлена величиной электрических постоянных времени.

Передаточная функция симметричного асинхронного двухфазного электродвига-

теля. При симметричной системе обмоток электродвигателя ($R_1 = R_2 = R$, $L_1 = L_2 = L$, $M_1 = M_2 = M$) постоянные времени τ_{1c} и τ_{2c} равны, т. е.

$$\tau_{1c} = \tau_{2c} = \tau_c. \qquad (III.89)$$

Учитывая это, из передаточной функции (III.83) получим передаточную функцию симметричного электродвигателя

$$W(s) = K \frac{a_1 s^2 + a_2 s + a_3}{(Ts+1)\left[\left(s + \frac{1}{\tau_c}\right)^2 + \omega_o^2\right]}, \qquad (III.90)$$

где

$$a_1 = \cos\varphi + \frac{\sin\varphi}{\omega_o \tau_c}; \qquad (III.91)$$

$$a_2 = \frac{1}{\tau_c^2}\left[2\tau_c \cos\varphi + \frac{\sin\varphi}{\omega_o} - \omega_o \tau_c^2 \sin\varphi\right]; \qquad (III.92)$$

$$a_3 = 2\omega_o^2 \cos\varphi \left(1 + \frac{1}{\omega_o^2 \tau_c^2}\right); \qquad (III.93)$$

$$K = \frac{I_1 K_p \tau_p \omega_o M}{2\rho\,(1 + \omega_o^2 \tau_c^2) + I_1^2 k_p \tau_p M}; \qquad (III.94)$$

$$T = \frac{2J\,(1 + \omega_o^2 \tau_c^2)}{2\rho\,(1 + \omega_o^2 \tau_c^2) + I_1^2 k_p \tau_p M}. \qquad (III.95)$$

Формула (III.90) совместно с выражениями (III.91)—(III.95) определяют передаточную функцию симметричного электродвигателя.

Из уравнения (III.79), как впрочем и из уравнений (III.83) и (III.90), можно получить известные в литературе передаточные функции асинхронного двухфазного электродвигателя. Так, например, считая постоянные времени обмоток электродвигателя $\tau_{1c} = \tau_{2c} = 0$, получим из уравнений (III.79) и (III.83), полагая $\rho = 0$ и имея ввиду, что $I_2(t) = \frac{a(t)}{R_2}$ и $I_1 = \frac{U_1}{R_1}$,

$$W(s) = \frac{\Omega(s)}{a(s)} = \frac{k_{2p} R_1}{k_{1p} R_2} \frac{1}{U_1} \frac{2\omega_o \cos\varphi + s \sin\varphi}{Ts + 1}, \qquad (III.96)$$

или для симметричного электродвигателя, когда $k_{1p} = k_{2p} = k_p$, $R_1 = R_2 = R$,

$$W(s) = \frac{\Omega(s)}{a(s)} = \frac{1}{U_1} \frac{2\omega_o \cos\varphi + s \sin\varphi}{Ts + 1}. \qquad (III.97)$$

Передаточная функция, определяемая уравнениями (III.96) или (III.97), получена в предположении быстро затухающих электрических процессов в обмотках электродвигателя и, следовательно, очень малых постоянных времени, обусловленных индуктивными эффектами цепей статора и ротора. Подобное предположение о величине постоянных времени обмоток не находится в противоречии с допущением, при котором активное сопротивление ротора по своей величине является значительно превосходящим сумму реактивных сопротивлений ротора и цепей связи между статором и ротором.

Из уравнений (III.79) и (III.83) можно получить передаточную функцию, соответствующую предположению, что электрические постоянные времени τ_{1c} и τ_{2c} обмоток достаточно велики. Тогда, полагая $\rho = 0$ и заменяя $I_2(t)$ на $\frac{a(t)}{R_2}$, а также I_1 на величину $\frac{U_1}{R_1}$, получим для симметричного электродвигателя

$$W(s) = \frac{\omega_0}{U_1} \frac{s^2 \cos\varphi - s\omega_0 \sin\varphi + 2\omega_0^2 \cos\psi}{(Ts+1)(s^2+\omega_0^2)}. \tag{III.98}$$

Заменяя s на $j\omega$ в уравнении (III.98), найдем выражение амплитудно-фазовой характеристики электродвигателя в том виде, в каком оно приводится в работе [3], т. е.

$$W(j\omega) = \frac{\omega_0}{U_1} \frac{\cos\varphi + \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega^2}\left(\cos\varphi - j\frac{\omega}{\omega_0}\sin\varphi\right)}{j\omega T + 1}. \tag{III.99}$$

Таким образом, передаточные функции (III.97) и (III.98) являются частными случаями передаточных функций (III.83) и (III.90) или в более общем случае передаточной функции (III.79).

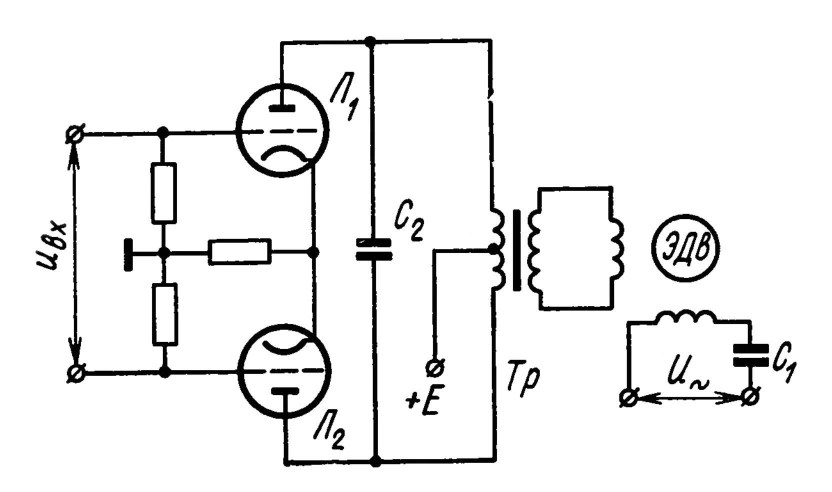


Рис. III.13. Схема подключения обмотки управления двухфазного электродвигателя к усилителю мощности

П е р е д а т о ч н а я ф у н к ц и я н е с и м м е т р и ч н о г о д в у х ф а з н о г о э л е к т р о д в и г а т е л я, у п р а в л я е м о г о э л е к т р о н н ы м у с и л и т е л е м. Выше были выведены передаточные функции (III.83) и (III.90) несимметричного и симметричного двухфазного асинхронного электродвигателя без учета параметров внешней цепи, питающей обмотку управления электродвигателя. При этом предполагалось, что внешняя цепь, с помощью которой осуществляется управление исполнительным электродвигателем, достаточно мощная и имеет такие величины параметров, которые несоизмеримы с величинами аналогичных параметров обмотки управления и вследствие этого могут не учитываться. Однако в практических условиях управляющие усилители, питающие обмотку управления электродвигателя, обладают ограниченной мощностью и по этой причине их приходится рассматривать как источник питания с внутренним сопротивлением, отличным от нуля. Во многих случаях это сопротивление может быть значительным, что в конечном итоге приводит к изменению статических и динамических характеристик электродвигателя, как элемента, получающего питание от этого источника.

Ниже ставится задача получения передаточной функции несимметричного двухфазного электродвигателя с учетом параметров усилителя мощности.

На рис. III.13 показана типовая схема подключения обмотки управления электродвигателя к усилителю мощности. Так как трансформатор *Тр* работает на нагрузку $Z_н$, определяемую управляющей обмоткой, то эквивалентная схема усилителя мощности вместе с нагрузкой $Z_н$ будет иметь вид, показанный на рис. III.14. При коэффициенте трансформации n активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора R_{II}, индуктивность рассеяния L_{s2} вторичной цепи *Тр*, а также полное сопротивление нагрузки $Z_н$, пересчитанное в первичную цепь, примут значения, равные $R'_{II} = R_{II}/n^2$; $L'_{s2} = L_{s2}/n^2$; $Z'_н = Z_н/n^2$. Указанные величины совместно с индуктивностью намагничивания L_0, индуктивностью рассеяния L_{s1} и активным сопротивлением R_I первичной обмотки трансформатора *Тр* образуют активное и реактивное сопротивления нагрузки для ламп $Л_1$ и $Л_2$ усилителя мощности,

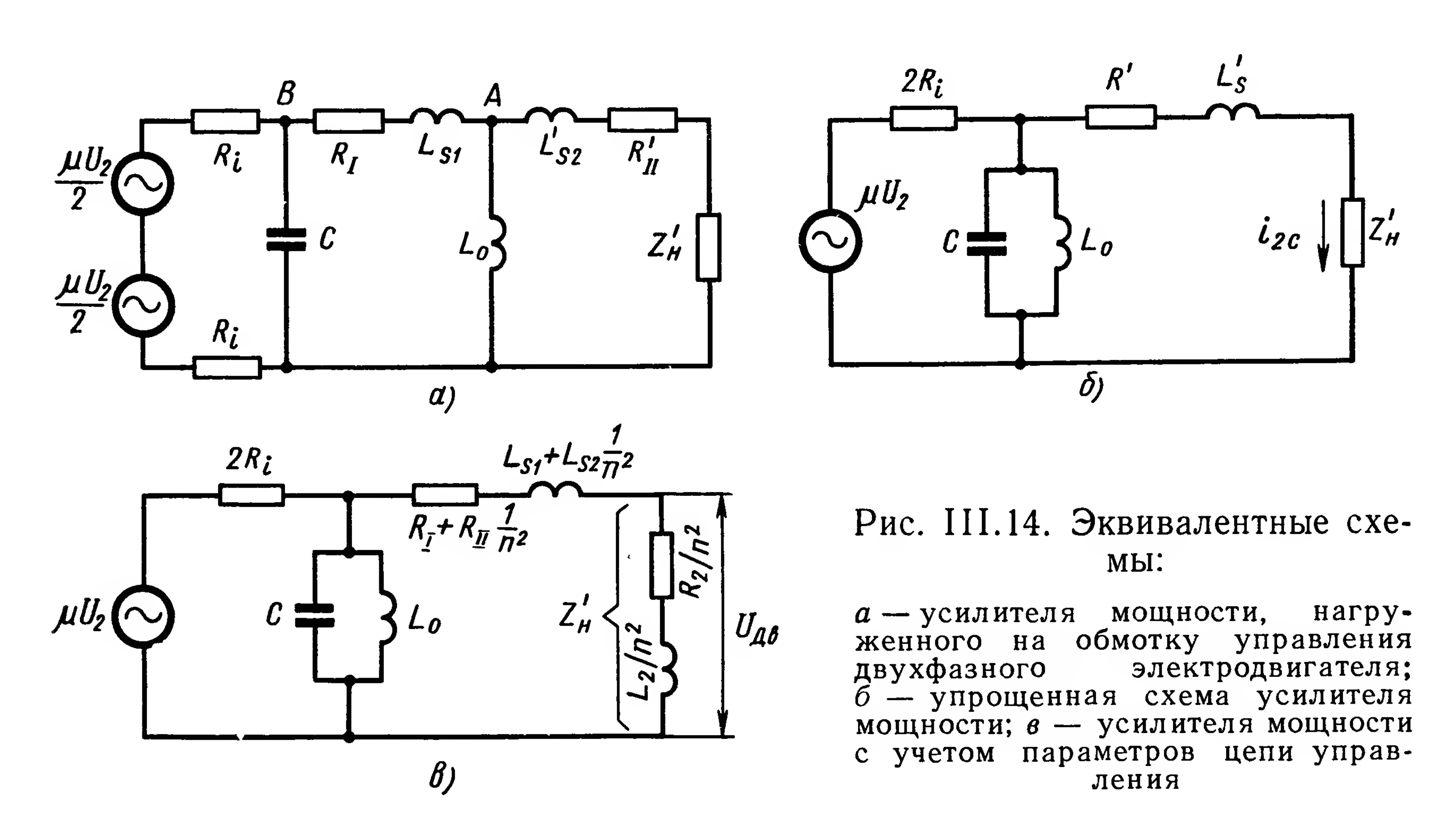


Рис. III.14. Эквивалентные схемы:

а — усилителя мощности, нагруженного на обмотку управления двухфазного электродвигателя; *б* — упрощенная схема усилителя мощности; *в* — усилителя мощности с учетом параметров цепи управления

у каждой из которых внутреннее сопротивление равно величине R_i, а коэффициент усиления равен μ. С целью получения активного сопротивления нагрузки и наибольшей снимаемой с лампы мощности первичную обмотку трансформатора *Тр* шунтируют емкостью C, величину которой выбирают из соображений настройки цепи на резонанс токов на несущей частоте ω_0.

Эквивалентную схему рис. III.14,*а* можно упростить, если иметь в виду, что индуктивность рассеяния L_{s1} трансформатора значительно меньше индуктивности контура намагничивания L_0, а активное сопротивление первичной обмотки R_I обычно мало. В этом случае, перенеся соединение в точке A (рис. III.14,*а*) в точку B, получим эквивалентную схему на рис. III.14,*б*, которая и может быть положена в основу определения передаточной функции несимметричного двухфазного электродвигателя с учетом параметров усилителя мощности.

Система уравнений для электродвигателя в рассматриваемом случае будет отличаться от ранее выведенной системы (III.50) только

лишь вторым уравнением для обмотки управления, которая в данной задаче определяется эквивалентной схемой (рис. III.14,*б*).

Если напряжение на входе усилителя мощности равно

$$u_2 = a(t)\sin(\omega_0 t + \varphi),$$

то линеаризованная система уравнений для электродвигателя, управляемого усилителем, будет иметь вид

$$\left.\begin{aligned}
&i_{1c} + \tau_{1c}\frac{di_{1c}}{dt} + k_{1c}\tau_{1c}\frac{di_{1p}}{dt} = I_1\cos\omega t;\\
&i_{2c} + (\tau_2 + T_1 + \tau)\frac{di_{2c}}{dt} + (L_0C + \tau_2 T_1)\frac{d^2 i_{2c}}{dt^2} + L_0C\tau_2\frac{d^3 i_{2c}}{dt_3} + \\
&\quad + \left(\frac{di_{2p}}{dt} + T_1\frac{d^2 i_{2p}}{dt^2} + L_0C\frac{d^3 i_{2p}}{dt^3}\right)\frac{k_{2c}\tau_2}{\sigma} = \frac{n\mu T_1}{R}\frac{dU_2}{dt};\\
&i_{1p} + \tau_p\frac{di_{1p}}{dt} + k_{1p}\tau_p\frac{di_{1c}}{dt} = 0;\\
&i_{2p} + \tau_p\frac{di_{2p}}{dt} + k_{2p}\tau_p\frac{di_{2c}}{dt} - \tau_p(k_{1p}i_{1c} + i_{1p})\frac{d\theta}{dt} = 0;\\
&J\frac{d^2\theta}{dt^2} + \rho\frac{d\theta}{dt} = M_2 i_{2c} i_{1p} - M_1 i_{1c} i_{2p},
\end{aligned}\right\}\qquad \text{(III.100)}$$

где

$$\tau_2 = \frac{L_{s1} + \frac{1}{n^2}L_{s2} + \frac{1}{n^2}L_2}{R_I + \frac{1}{n^2}R_{II} + \frac{1}{n^2}R_2} = \frac{n^2 L_{s1} + L_{s2} + L_2}{n^2 R_I + R_{II} + R_2}; \qquad \text{(III.101)}$$

$$\tau = \frac{L_0}{R_I + \frac{1}{n^2}R_{II} + \frac{1}{n^2}R_2} = \frac{n^2 L_0}{n^2 R_I + R_{II} + R_2}; \qquad \text{(III.102)}$$

$$T_1 = \frac{L_0}{2R_i}; \qquad \text{(III.103)}$$

$$R = n^2 R_I + R_{II} + R_2; \qquad \text{(III.104)}$$

$$\sigma = n^2\frac{L_{s1}}{L_2} + \frac{L_{s2}}{L_2} + 1; \qquad \text{(III.105)}$$

Решая систему уравнений (III.100) методом, аналогичным используемому при выводе передаточной функции несимметричного двухфазного электродвигателя, получим передаточную функцию вида (III.79), но с иными значениями функций $F_0(s;\ \varphi)$, $\Phi_0(s)$ и $\gamma_0(s)$.

При коэффициенте связи между обмотками электродвигателя $k_{1,2}$, равном единице, т. е. в случае отсутствия потоков рассеяния, и при постоянной времени ротора τ_p значительно меньшей постоянных времени обмотки возбуждения τ_{1c} и цепи управления τ_2, передаточная

функция несимметричного двухфазного электродвигателя, управляемого электронным усилителем мощности, будет определяться выражением

$$W(s)=\frac{\Omega(s)}{I_2 s}=K\frac{F_0'(s;\ \varphi)}{(Ts+1)\gamma_0'(s)}, \qquad (III.106)$$

где

$$K=n\mu T_1\frac{I_1k_{2p}\tau_pM_1}{2\rho\left(1+\omega_0^2\tau_{1c}^2\right)+I_1^2k_{1p}\tau_pM_1}; \qquad (III.107)$$

$$T=\frac{2J\left(1+\omega_0^2\tau_{1c}^2\right)}{2\rho\left(1+\omega_0^2\tau_{1c}^2\right)+I_1^2k_{1p}\tau_pM_1}; \qquad (III.108)$$

$$\gamma_0'(s)=a^2+b^2; \qquad (III.109)$$

$$a=(1+L_0Cs^2-L_0C\omega_0^2+T_1s)(1+\tau_2s)-\omega_0^2\tau_2(2L_0Cs+T_1)+\tau s; \qquad (III.110)$$

$$b=(1+L_0Cs^2+L_0C\omega_0^2+T_1s)\omega_0\tau_2+$$
$$+\omega_0(2L_0Cs+T_1)(1+\tau_2s)+\omega_0\tau; \qquad (III.111)$$

$$F_0'(s;\ \varphi)=a\left[(s\cos\varphi-\omega_0\sin\varphi)(2\omega_0+\omega_0\tau_{1c}s)+\right.$$
$$+(\omega_0\cos\varphi+s\sin\varphi)(s-2\omega_0^2\tau_{1c})\left.\right]-b\left[s\cos\varphi-\right.$$
$$-\omega_0\sin\varphi)(s-2\omega^2\tau_{1c})-(\omega_0\cos\varphi+s\sin\varphi)(2\omega_0+\omega_0\tau_{1c}s)\left.\right]; \qquad (III.112)$$

$$I_2(s)=a(s)/R.$$

Так как цепь управления (рис. III.14) обычно настраивают на резонанс токов на несущей частоте, а условием резонанса следует считать равенство

$$L_0C\omega_0^2=1+\frac{\omega_0^2\tau_2\tau}{1+\omega_0^2\tau_2^2}, \qquad (III.113)$$

если сама обмотка управления может быть заменена эквивалентным сопротивлением $Z_н'$ в соответствии со схемой рис. III.14,*в*, то для определения передаточной функции несимметричного электродвигателя с учетом параметром усилителя мощности и настройки цепи управления на резонанс токов в выражение (III.106) необходимо ввести емкость C, вычисленную в соответствии с формулой (III.113).

Для цепи управления, настроенной на резонанс токов на несущей частоте, функции $\gamma_0'(s)$ и $F_0'(s;\ \varphi)$ принимают значения

$$\gamma_0'(s)=(s^2+\omega_0^2)(b_1^2+b_3^2)(T_2^2s^2+2\xi_2T_2s+1); \qquad (III.114)$$

$$F_0'(s;\ \varphi)=(s^2+\omega_0^2)(a_1s^2+a_2s+a_3), \qquad (III.115)$$

где

$$T_2=\sqrt{\frac{b_2^2+b_4^2}{b_1^2+b_3^2}}; \tag{III.116}$$

$$\xi_2=\frac{b_1b_2+b_3b_4}{\sqrt{(b_2^2+b_4^2)(b_1^2+b_3^2)}}; \tag{III.117}$$

$$\left.\begin{aligned} b_1&=T_1+\tau-\tau\frac{\omega_0^2\tau_2^2}{1+\omega_0^2\tau_2^2};\\ b_2&=T_1\tau_2+\frac{2}{\omega_0^2}+\frac{\tau\tau_2}{1+\omega_0^2\tau_2^2};\\ b_3&=\omega_0\tau_2T_1+\frac{\omega_0\tau_2\tau}{1+\omega_0^2\tau_2^2};\\ b_4&=\frac{2\tau_2}{\omega_0}+\frac{2\omega_0\tau_2^2\tau}{1+\omega_0^2\tau_2^2};\end{aligned}\right\} \tag{III.118}$$

$$\left.\begin{aligned} a_1&=(b_2\omega_0\tau_{1c}-b_4)\cos\varphi+(b_2+b_4\omega_0\tau_{1c})\sin\varphi;\\ a_2&=(b_1\omega_0\tau_{1c}+2\omega_0b_2-b_3+2\omega_0^2\tau_{1c}b_4)\cos\varphi+\\ &+(b_1-2\omega_0^2\tau_{1c}b_2+b_3\omega_0\tau_{1c}+2\omega_0b_4)\sin\varphi;\\ a_3&=(2\omega_0b_1+2\omega_0^2\tau_{1c}b_3)\cos\varphi+(2\omega_0b_3-2\omega_0^2\tau_{1c}b_1)\sin\varphi.\end{aligned}\right\} \tag{III.119}$$

После подстановки выражений (III.114) и (III.115) в формулу (III.106) получим передаточную функцию несимметричного электродвигателя, учитывающую параметры настроенной на резонанс токов управляющей цепи. Эта передаточная функция имеет вид

$$W(s)=\frac{\Omega(s)}{I_2(s)}=K\frac{a_{01}s^2+a_{02}s+1}{(Ts+1)(T_2^2s^2+2\xi_2T_2s+1)}, \tag{III.120}$$

где

$$a_{01}=\frac{a_1}{a_3}; \tag{III.121}$$

$$a_{02}=\frac{a_2}{a_3}; \tag{III.122}$$

$$K=\frac{n\mu R_н}{R_н+2R_i}\frac{2\omega_0}{1+\omega_0^2\tau_2^2}\frac{I_1k_{2p}\tau_pM_1}{2\rho(1+\omega_0^2\tau_{1c}^2)+I_1^2k_{1p}\tau_pM_1}\times$$
$$\times[(1+\omega_0^2\tau_{1c}\tau_2)\cos\varphi+\omega_0(\tau_2-\tau_{1c})\sin\varphi]; \tag{III.123}$$

$$R_н=\left(\frac{R^2}{n^4}+\frac{\omega_0^2L^2}{n^4}\right)\frac{n^2}{R} \text{ — резонансное сопротивление нагрузки}; \tag{III.124}$$

$$L=L_2+L_{s2}+n^2L_{s1}; \tag{III.125}$$

T — постоянная времени, определяемая уравнением (III.108).

Передаточная функция (III.120) может быть использована для построения частотных характеристик двухфазного электродвигателя

при любом соотношении между индуктивным и активным сопротивлениями его обмоток и при любой величине внутреннего сопротивления источника питания управляющей обмотки.

Представляют интерес два частных случая, которые получаются из уравнения (III.120), если осуществить предельные переходы $T_1 \to \infty$ и $T_1 \to 0$.

Полагая, что постоянная времени T_1 очень велика по сравнению с другими постоянными времени и по мере увеличения мощности источника питания управляющей цепи стремится к бесконечно большой величине, так как R_i стремится к нулю, получим для величин T_2, ξ_2, a_1, a_2 и a_3 следующие значения:

$$\left.\begin{aligned}
T_2 &= \frac{\tau_2}{\sqrt{1+\omega_0^2\tau_2^2}};\\
\xi_2 &= \frac{1}{\sqrt{1+\omega_0^2\tau_2^2}};\\
a_1 &= \omega_0\tau_2\tau_{1c}\cos\varphi + \sin\varphi;\\
a_2 &= \omega_0(\tau_{1c}+\tau_2)\cos\varphi + (1-\omega_0^2\tau_{1c}\tau_2)\sin\varphi;\\
a_3 &= 2\omega_0(1+\omega_0^2\tau_{1c}\tau_2)\cos\varphi + 2\omega_0^2(\tau_2-\tau_{1c})\sin\varphi.
\end{aligned}\right\} \qquad (III.126)$$

Передаточная функция, соответствующая этому частному случаю, по своей структуре будет определяться выражением (III.120), в котором параметры T_2, ξ_2, a_1, a_2 и a_3 следует вычислять по системе уравнений (III.128), а передаточный коэффициент K по формуле

$$K = \frac{2n\mu\omega_0 I_1 k_{2p} M_1\left[(1+\omega_0^2\tau_{1c}\tau_2)\cos\varphi + \omega_0(\tau_2-\tau_{1c})\sin\varphi\right]}{(1+\omega_0^2\tau_2^2)\left[2\rho(1+\omega_0^2\tau_{1c}) + I_1^2 k_{1p}\tau_p M_1\right]} \qquad (III.127)$$

Если предположить, что первичная и вторичная обмотки выходного трансформатора усилителя мощности имеют активное сопротивление и индуктивность рассеяния, равные нулю, то постоянная времени τ_2 будет равна постоянной времени τ_{2c} обмотки управления электродвигателя. При этом выражение (III.120) с учетом системы уравнений (III.126) и формулы (III.127) будет являться передаточной функцией несимметричного электродвигателя, управляемого усилителем бесконечно большой мощности ($R_i = 0$) с коэффициентом усиления $n\mu$.

Следует заметить, что передаточная функция (III.120) может быть сведена к передаточной функции с параметрами, определяемыми по уравнениям (III.126) и (III.127), не только при бесконечно больших значениях T_1, но и при конечных величинах постоянной времени T_1. Для этого достаточно выполнить условие, при котором постоянная времени T_1 по крайней мере раз в десять больше каждой из двух постоянных времени τ и τ_2.

Второй частный случай соответствует противоположному предположению, когда постоянная времени T_1 считается величиной малой и определяется источником питания с ограниченной мощностью. Полагая, что постоянная времени T_1 значительно меньше любой из постоянных τ, τ_2 и τ_{1c}, а также считая $\omega_0^2\tau_2^2 \gg 1$, что выполняется в большинстве случаев, получим передаточную функцию несимметричного электродвигателя, управляемого электронным усилителем мощности, в следующем виде:

$$W(s) = K\frac{a_{01}s^2 + a_{02}s + 1}{(Ts+1)(T_2s+1)^2}, \qquad \text{(III.128)}$$

где K вычисляется в соответствии с выражением (III.123).

$$\left.\begin{aligned}
&T_2 = \frac{2}{\tau}(\tau_2+\tau)\tau_2; \quad \xi_2 = 1; \quad a_{01} = \frac{a_1}{a_3}; \quad a_{02} = \frac{a_2}{a_3};\\
&a_1 = \frac{\cos\varphi}{\omega_0\tau_2}[\tau_{1c}\tau_2 + (\tau_2+\tau)(\tau_{1c} - 2\tau_2)] +\\
&\quad + \frac{\sin\varphi}{\omega_0^2\tau_2}[\tau_2 + (\tau_2+\tau)(1 + 2\omega_0^2\tau_2\tau_{1c})];\\
&a_2 = \frac{\cos\varphi}{\omega_0\tau_2}[2\tau_2 - \tau + 2(\tau_2+\tau)(1+2\omega_0^2\tau_{1c}\tau_2)] +\\
&\quad + \frac{\sin\varphi}{\tau_2}[\tau_{1c}(\tau - 2\tau_2) + 2(\tau_2+\tau)(2\tau_2 - \tau_{1c}]);\\
&a_3 = \frac{2\tau}{\tau_2}(\omega_0\tau_{1c}\cos\varphi + \sin\varphi).
\end{aligned}\right\} \qquad \text{(III.129)}$$

7. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

Передаточные функции (III.83), (III.90), (III.96), (III.97), (III.98) асинхронного двухфазного электродвигателя показывают, что его частотные характеристики зависят не только от величин постоянных времени, но и от величины φ, характеризующей отклонение фазового сдвига между напряжениями на обмотках возбуждения и управления от оптимального значения $\frac{\pi}{2}$.

Для выяснения влияния величины постоянной времени τ_c и величины фазового отклонения φ на характеристики электродвигателя построим логарифмические амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики симметричного электродвигателя в соответствии с передаточной функцией (III.90).

Предварительно выражение (III.90) преобразуем к виду

$$W(j\omega) = K\frac{a_3\tau_c^2}{1+\omega_0^2\tau_c^2}\frac{-\frac{a_1}{a_3}\omega^2 + j\omega\frac{a_2}{a_3} + 1}{j\omega(1+j\omega T)\left(-\frac{\tau_c^2\omega^2}{1+\omega_0^2\tau_c^2} + j\omega\frac{2\tau_c}{1+\omega_0^2\tau_c^2} + 1\right)}. \qquad \text{(III.130)}$$

Так как частота изменения огибающей ω значительно меньше несущей частоты ω_0, то при изменении $\omega_0\tau_c$ от нуля до бесконечно больших величин в достаточно широком диапазоне изменения фазового отклонения φ (например, при $-75° \leqslant \varphi \leqslant 75°$) можно считать, что

$$-\left|\frac{a_1\omega^2}{a_3}\right| \ll 1; \qquad (III.131)$$

$$\left|-\frac{\tau_c^2\omega^2}{1+\omega_0^2\tau_c^2}\right| \ll 1. \qquad (III.132)$$

Влияние этих слагаемых будет сказываться в области высоких частот, которые не имеют существенного значения для переходного процесса электродвигателя.

Учитывая неравенства (III.131) и (III.132), а также полагая для простоты $\rho = 0$, после подстановки значений a_2 и a_3, определяемых формулами (III.85) и (III.86), получим выражение для частотных характеристик симметричного электродвигателя в виде

$$W(j\omega) = \frac{2\omega_0 \cos\varphi}{U_1} \frac{1+j\omega T_1}{j\omega(1+j\omega T)(1+j\omega T)_2}, \qquad (III.133)$$

где

$$T_1 = \frac{2\omega_0\tau_c \cos\varphi + (1-\omega_0^2\tau_c^2)\sin\varphi}{2\omega_0 \cos\varphi (1+\omega_0^2\tau_c^2)}; \qquad (III.134)$$

$$T_2 = \frac{2\tau_c}{1+\omega_0^2\tau_c^2}. \qquad (III.135)$$

На рис. III.15, *а* показаны построенные в соответствии с выражением (III.133) логарифмические амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики симметричного двухфазного электродвигателя с электромеханической постоянной времени $T = 0{,}1$ с, работающего на несущей частоте $\omega_0 = 2\pi 50 \frac{1}{c}$ при соотношении индуктивного и активного сопротивлений обмоток, определяемом равенством $\omega_0\tau_c = 3$. Фазовые характеристики *1*, *2* и *3* построены для фазового угла $\varphi = +75°$, $\varphi = 0$ и $\varphi = -75°$ соответственно. Амплитудно-частотная характеристика *ABC* соответствует $\varphi = 0$, а *DEF* в диапазоне частот, указанных на графике, характеризует усиление при $\varphi = +75°$ и $\varphi = -75°$. Приведенные на рис. 15, *а* характеристики позволяют сделать следующие выводы.

Величина электрической постоянной времени обмоток τ_c и фазовые отклонения φ, близкие к нулю, оказывают влияние на частотные характеристики только в области высоких частот и в основном на фазовую характеристику. Например, фазовая характеристика *2* при $\varphi = 0$ начинает заметно отклоняться с частоты $\omega \approx 40$ 1/с от фазовой характеристики *4*, которая соответствует обычной передаточной функции электродвигателя, не учитывающей постоянную времени τ_c и фазовое отклонение φ (штриховая кривая). При частоте $\omega = 100$ 1/с это отклонение достигает приблизительно 6°, а при частоте $\omega = 200$ 1/с оно равно 17°. Амплитудная характеристика *ABC* в диапазоне частот графика совпадает с амплитудной характеристикой, построенной без учета τ_c и φ, т. е. в соответствии с выражением

$$W(j\omega) = \frac{2\omega_0 \cos\varphi}{U_1} \frac{1}{j\omega(1+j\omega T)}. \qquad (III.136)$$

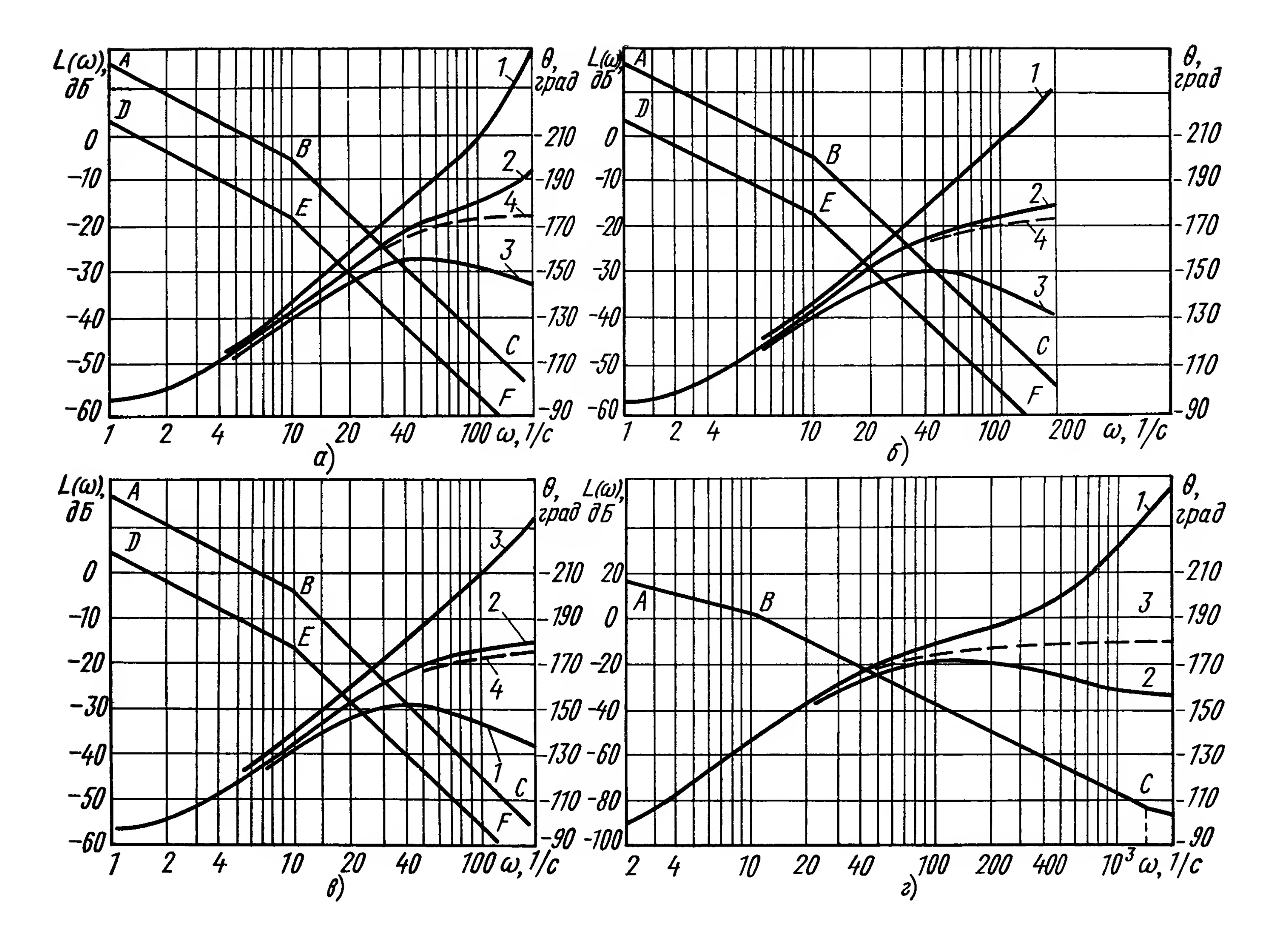


Рис. III.15. Логарифмические амплитудно- и фазо-частотные характеристики симметричного двухфазного электродвигателя:

а) $\omega_0\tau_c = 3$; *1* — фазовая характеристика при $\varphi = 75°$; *2* — при $\varphi = 0°$; *3* — при $\varphi = -75°$; $\omega_0 \doteq 2\pi\ 50$ 1/с; $T = 0,1$ с; $K = 5,7 \cos\varphi$.

б) $\omega_0\tau_c = 0,1$; *1* — фазовая характеристика при $\varphi = -75°$; *2* — при $\varphi = 0°$; *3* — при $\varphi = 75°$; $\omega_0 = 2\pi\ 50$ 1/с; $T = 0,1$ с; $K = 5,7 \cos\varphi$.

в) $\omega_0\tau_c = 10$; *1* — фазовая характеристика при $\varphi = -75°$; *2* — при $\varphi = 0°$; *3* — при $\varphi = 75°$; $\omega_0 = 2\pi\ 50$ 1/с; $T = 0,1$ с; $K = 5,7 \cos\varphi$.

г) $\omega_0 = 2\pi\ 400$ 1/с; *1* — фазовая характеристика при $\varphi = 75°$; *2* — при $\varphi = -75°$; *3* — при $\varphi = 0°$

По мере увеличения абсолютного значения фазового отклонения φ расхождение фазовых характеристик (кривые *1*—*4*, рис. III.15) существенно увеличивается и при этом заметно расширяется диапазон частот ω, в котором сказывается влияние τ_c и φ. Например, фазовая характеристика *1*, построенная для $\varphi = 75°$, и фазовая характеристика *3*, построенная для $\varphi = -75°$, отклоняются от характеристики *4* достаточно заметно уже на частоте $\omega = 10$ 1/с. При частоте $\omega = 100$ 1/с расхождение кривых *1* и *4* достигает величины 34°, а при частоте $\omega = 200$ 1/с равно 85°, что не может не приниматься во внимание при расчете и синтезе систем автоматического регулирования. Расхождение

кривых *3* и *4* на частотах $\omega = 100$ 1/с и $\omega = 200$ 1/с характеризуется величинами 18 и 27° соответственно.

Существенное уменьшение фазы до —259° на частоте $\omega = 200$ 1/с для $\varphi = 75°$ (кривая *1*) объясняется тем, что постоянная времени T_1 числителя (III.133), определяемая формулой (III.134), при заданном фазовом отклонении $\varphi = 75°$ получает знак «минус», что соответствует превращению передаточной функции двухфазного электродвигателя в неминимально-фазовое звено и уменьшению фазы на величину $-2\operatorname{arctg}\Omega T_1$ по сравнению с минимально-фазовым звеном с той же по величине постоянной времени T_1, но имеющей знак «плюс».

Увеличение фазы до —150° на частоте $\omega = 200$ 1/с для $\varphi = -75°$ (кривая *3*) по сравнению с характеристикой *4* объясняется увеличением постоянной времени T_1 числителя передаточной функции (III.133) по сравнению с постоянной времени T_2 знаменателя того же выражения и появлением вследствие этого дифференцирующего эффекта.

Так как в передаточный коэффициент формулы (III.133), по которой строились частотные характеристики, в качестве сомножителя входит четная функция $\cos\varphi$, то в области низких и средних частот, где не сказывается влияние τ_c и φ, амплитудно-частотная характеристика для $\varphi = 75°$ и $\varphi = -75°$ будет представлена одной и той же ломаной DEF. В области высоких частот, где начинает сказываться влияние τ_c и φ, усиление для этих двух случаев будет различным. Так, например, для фазового отклонения $\varphi = -75°$, начиная с частоты $\omega = 177$ 1/с наблюдается увеличение усиления, что соответствует изменению наклона асимптоты EF на +20 дБ/дек. Для случая $\varphi = 75°$ амплитудно-частотная характеристика DEF изменит свой вид при частоте $\omega = 266$ 1/с. Как и в случае амплитудно-частотной характеристики для $\varphi = 0$ в области частот, указанных на рис. III.15, *а*, изменение фазового отклонения φ до $\pm 75°$ не вызывает практически заметного изменения усиления.

Следует заметить, что для двухфазных электродвигателей, работающих на несущей частоте $\omega_0 = 2\pi 50$ 1/с, частоты $\omega = 50 \div 200$ 1/с, где наблюдается существенное влияние τ_c и φ, являются высокими и вследствие этого могли бы не приниматься во внимание при определении динамических характеристик электродвигателя. Однако при работе электродвигателя в системе автоматического регулирования до электродвигателя может быть включен усилитель с высоким коэффициентом усиления, что увеличивает добротность системы и расширяет полосу пропускания. При этих условиях часть из указанных частот может оказаться в зоне полосы пропускания и тем самым существенно повлиять на характеристики системы. По этой причине в процессе проектирования системы нельзя не учитывать постоянную времени τ_c и возможные изменения фазового отклонения φ.

На рис. III. 15, *б*, III. 15, *в* приведены частотные характеристики электродвигателя, работающего на той же несущей частоте $\omega_0 = 2\pi 50$ 1/с и имеющего прежнюю величину электромеханической постоянной времени $T = 0{,}1$ с, но при ином соотношении величин индуктивного и активного сопротивлений обмоток. На рис. III.15,*б* показаны амплитудно-частотные (ABC и DEF) и фазо-частотные (кривые *1*, *2*, *3*)

характеристики для $\omega_0\tau_c = 0{,}1$, а на рис. III.15,*в* аналогичные характеристики с теми же обозначениями для $\omega_0\tau_c = 10$.

Эти характеристики, как и ранее рассмотренные, также указывают на значительное влияние фазового отклонения φ и постоянной времени τ_c на фазовые характеристики электродвигателя. Вместе с тем анализ характеристик рис. III.15,*б* и III.15,*в* дает возможность сделать ряд дополнительных выводов.

Значительное уменьшение $\omega_0\tau_c$ до величин, меньших единицы, соответствует при постоянной несущей частоте ω_0 уменьшению постоянной времени τ_c. В результате отношение индуктивного сопротивления к активному сопротивлению обмоток уменьшается. Это приводит к тому (см. рис. III.15,*б*, характеристики *1* и *DEF*), что электродвигатель описывается неминимально-фазовым звеном при $\varphi = -75°$. Если рассматривать значения фазового отклонения φ, лежащие в пределах от -90 до $+90°$, то в соответствии с формулой (III.134), определяющей постоянную времени T_1, передаточная функция электродвигателя превращается в неминимально-фазовое звено в случае $\omega_0\tau_c = 0{,}1$ при любых φ, которые ограничиваются неравенством

$$-90° < \varphi < 12°.$$

Уменьшение $\omega_0\tau_c$ до нуля сопровождается расширением диапазона возможных значений φ, обращающих электродвигатель в неминимально-фазовое звено. При этом φ будет ограничиваться неравенством

$$-90° < \varphi < 0.$$

Частотные характеристики, построенные для $\omega_0\tau_c = 0$, будут точно определяться передаточной функцией (III.97) [4].

Фазовое отклонение φ, находящееся в пределах при $\omega_0\tau_c = 0{,}1$,

$$-12° < \varphi < 90°,$$

не вызывает изменения знака постоянной времени T_1 и, следовательно, электродвигатель в этом случае является минимально-фазовым звеном.

На рис. III.15,*б* фазо-частотная характеристика *3* и соответствующая ей амплитудно-частотная характеристика *DEF* построены для $\varphi = 75°$.

Рассмотрение частотных характеристик рис. III.15,*в*, определяемых $\omega_0\tau_c = 10$, дает основание сделать противоположные выводы. Электродвигатель превращается в неминимально-фазовое звено не при отрицательных значениях φ, а при любых положительных значениях фазового отклонения φ, которое определяется неравенством

$$90° > \varphi > 12°.$$

Чем больше $\omega_0\tau_c$, тем шире диапазон величин φ, обращающих электродвигатель в неминимально-фазовое звено. Если $\omega_0\tau_c = \infty$, то частотные характеристики будут определяться передаточной функцией (III.98) [3]. В этом случае каждому значению φ, лежащему в пределах $90° > \varphi > 0$, будет соответствовать неминимально-фазовое звено.

В реальных условиях величина $\omega_0\tau_c$ всегда имеет конечное значение. Она не может быть равной нулю, точно так же как не может быть равной бесконечности. Следовательно, для реально существующих электродвигателей всегда имеется некоторый диапазон отрицательных и положительных значений фазового отклонения φ, в пределах которого электродвигатель описывается минимально-фазовым звеном. Так, например, при $\omega_0\tau_c = 1$ этот диапазон изменения φ характеризуется неравенством

$$90^\circ > \varphi > -90^\circ.$$

Если $\omega_0\tau_c > 1$, то уменьшается верхний предел положительных величин φ и неравенство принимает вид

$$\varphi_{max} > \varphi > -90^\circ,$$

где $\varphi_{max} < 90^\circ$, но не равно нулю.

Если $\omega_0\tau_c < 1$, то сужение диапазона происходит за счет ограничения отрицательных значений φ, т. е.

$$\varphi_{min} < \varphi < 90^\circ,$$

где $\varphi_{min} > -90^\circ$ (при $\omega_0\tau_c = 0{,}1$ $\varphi_{min} = -12^\circ$, но не равно нулю).

Передаточная функция (III.90) симметричного электродвигателя выведена с учетом реального соотношения между величинами активного и индуктивного сопротивлений обмоток и поэтому позволяет не только проанализировать влияние постоянной времени обмоток τ_c и фазового отклонения φ на частотные характеристики электродвигателя, но и установить границы изменения фазового отклонения, в пределах которых электродвигатель остается минимально-фазовым звеном.

Существенным отличием передаточных функций (III.97) и (III.98) от передаточной функции (III.90) является то, что они выведены без учета реального соотношения между активным и индуктивным сопротивлениями обмоток электродвигателя.

Обе передаточные функции (III.97) и (III.99) являются частными случаями передаточной функции (III.90). Первая из них соответствует условию $\omega_0\tau_c = 0$, а вторая — условию $\omega_0\tau_c = \infty$. Если при выводе первой передаточной функции нужно предположить, что индуктивное сопротивление обмоток равно нулю, то при выводе второй нужно сделать предположение о равенстве нулю активного сопротивления обмоток. Поскольку условия $\omega_0\tau_c = 0$ и $\omega_0\tau_c = \infty$ далеки от реальных значений параметров электродвигателя, то и результаты, получающиеся при использовании передаточных функций (III.97) и (III.99), не дают правильного представления о процессах, протекающих в электродвигателе.

Двухфазные асинхронные электродвигатели, работающие на более высоких несущих частотах, чем $\omega_0 = 2\pi 50$ (например, на несущей частоте 400, 500 или 1000 Гц), позволяют создать системы автоматического регулирования, в которых при более широкой полосе пропускания в значительно меньшей степени будет сказываться влияние постоянной времени τ_c и фазового отклонения φ. Частотные характе-

ристики электродвигателей, работающих на несущей частоте $\omega_0 = 2\pi 400$ 1/с, $\omega_0 = 2\pi 500$ 1/с или $\omega_0 = 2\pi 1000$ 1/с, могут быть также построены в соответствии с передаточной функцией (III.130) для различных значений $\omega_0 \tau_c$ и φ. Основываясь на передаточной функции (III.133) и на выражениях (III.134) и (III.135), определяющих постоянные времени T_1 и T_2, а также на анализе частотных характеристик, показанных на рис. III. 15,*а—в*, можно утверждать, что увеличение несущей частоты уменьшит постоянные времени T_1 и T_2 и соответственно перенесет влияние τ_c и φ на более высокие частоты.

На рис. III.15, *г* приведены, например, частотные характеристики электродвигателя, построенные для случая $\omega_0 = 2\pi 400$ 1/с, $T = 0{,}1$с, $\omega_0 \tau_c = 3$, $\varphi = 75^\circ$ и $\varphi = -75^\circ$. Фазовые характеристики *1* и *2*, а также амплитудно-частотная характеристика подтверждают высказанное выше утверждение.

В заключение отметим, что передаточная функция симметричного двухфазного электродвигателя вида (III.130) может быть упрощена и представлена выражением

$$W(s) = K \frac{T_1 s + 1}{s(Ts+1)(T_2 s + 1)}, \qquad \text{(III.137)}$$

где T_1 и T_2 определяются формулами (III.134) и (III.135) соответственно; $K = \frac{2\omega_0 \cos\varphi}{U_1}$ при $\rho = 0$.

Формула (III.137) справедлива, когда частота среза и, следовательно, полоса пропускания системы по крайней мере раза в два меньше несущей частоты.

Влияние несимметрии обмоток на частотные характеристики двухфазного электродвигателя. Для анализа влияния несимметрии обмоток двухфазного электродвигателя на его частотные характеристики следует воспользоваться передаточной функцией (III.120) несимметричного двухфазного электродвигателя. Выражение (III.120) можно упростить и представить в виде

$$W(s) = K \frac{a_3 \tau_{2c}^2}{1 + \omega_0^2 \tau_{2c}^2} \frac{T_1 s + 1}{s(Ts+1)(T_2 s + 1)}, \qquad \text{(III.138)}$$

где

$$K = \frac{\omega_0 k_{2p}}{U_1 k_{1p}}, \text{ если } \rho = 0; \qquad \text{(III.139)}$$

$$T_1 = \frac{\omega_0(\tau_{1c} + \tau_{2c})\cos\varphi + (1 - \omega_0^2 \tau_{1c}\tau_{2c})\sin\varphi}{\omega_0[2\cos\varphi(1 + \omega_0^2\tau_{1c}\tau_{2c}) + 2\omega_0 \sin\varphi(\tau_{2c} - \tau_{1c})]}; \qquad \text{(III.140)}$$

$$T_2 = \frac{2\tau_{2c}}{1 + \omega_0^2 \tau_{2c}^2}. \qquad \text{(III.141)}$$

В формуле (III.138) передаточный коэффициент после подстановки вместо a_3 величины, определяемой соответствующими уравнениями системы (III.118) и (III.119), принимает значение

$$K' = K\frac{2\cos\varphi(1+\omega_0^2\tau_{1c}\tau_{2c})+2\omega_0\sin\varphi(\tau_{2c}-\tau_{1c})}{1+\omega_0^2\tau_{2c}^2}. \qquad (III.142)$$

В отличие от симметричного электродвигателя в рассматриваемом случае передаточный коэффициент K' будет иметь максимум не при $\varphi = 0$, а при ином значении фазового отклонения φ. Если в симметричном электродвигателе равенство нулю фазового отклонения φ обеспечивало фазовый сдвиг в $\frac{\pi}{2}$ не только между напряжениями обмоток возбуждения и управления, но и между токами этих обмоток, то в несимметричном электродвигателе $\varphi = 0$ дает фазовый сдвиг в $\frac{\pi}{2}$ только лишь между напряжениями на обмотках. Для получения максимального вращающего момента и, следовательно, максимального передаточного коэффициента K' необходимо, чтобы токи в обмотках имели фазовый сдвиг, равный $\frac{\pi}{2}$. С этой целью необходимо обеспечить условия, когда напряжения на управляющей обмотке и возбуждения были бы сдвинуты по фазе на величину, отличающуюся от $\frac{\pi}{2}$ на φ', при которой K' имеет максимум.

Преобразуем выражение (III.142) передаточного коэффициента к виду

$$K' = \frac{2K}{1+\omega_0^2\tau_{2c}^2}\sqrt{(1+\omega_0^2\tau_{1c}\tau_{2c})^2+\omega_0^2(\tau_{2c}-\tau_{1c})^2}\sin(\varphi+\varphi_0), \qquad (III.143)$$

где

$$\varphi_0 = \operatorname{arctg}\frac{1+\omega_0^2\tau_{1c}\tau_{2c}}{\omega_0(\tau_{2c}-\tau_{1c})}. \qquad (III.144)$$

Условие максимума величины K' определяется равенством

$$\varphi = 90^\circ - \varphi_0 = \varphi'. \qquad (III.145)$$

Однако в процессе работы электродвигателя в системе автоматического регулирования на его обмотку управления могут поступать напряжения, имеющие фазу, отличающуюся от φ' на величину $\Delta\varphi$, т. е. сигналы с фазой

$$\varphi = \varphi' + \Delta\varphi = 90^\circ - \varphi_0 + \Delta\varphi. \qquad (III.146)$$

Следовательно, для определения влияния несимметрии обмоток на частотные характеристики электродвигателя при различных фазовых отклонениях φ в выражение

$$W(j\omega) = K'\frac{1+j\omega T_1}{j\omega(1+j\omega T)(1+j\omega T_2)}, \qquad (III.147)$$

полученное из уравнения (III.133), в котором K, T_1 и T_2 находятся по формулам (III.142), (III.140) и (III.141) соответственно, следует подставлять фазовые отклонения φ, подсчитанные по формуле (III.146) при заданном значении $\Delta\varphi$ с учетом выражения (III.144).

Влияние несимметрии обмоток на частотные характеристики рассмотрим на примере электродвигателя серии АДП.

В табл. III.1 приведены параметры электродвигателей АДП, необходимые для построения частотных характеристик. В частности, данные таблицы показывают, что отношение индуктивного сопротивления к активному, характеризуемое величиной $\omega_0\tau_c$ для обмотки управления, во много раз больше аналогичной величины обмотки возбуждения.

Таблица III.1

Электрические параметры двухфазных асинхронных электродвигателей

Тип электродвигателя	Частота, Гц	Полезная мощность, Вт	Активное сопротивление обмотки возбуждения R_1, Ом	Активное сопротивление обмотки управления R_2, Ом	Индуктивное сопротивление обмотки возбуждения $\omega_0 L_1$, Ом	Индуктивное сопротивление обмотки управления $\omega_0 L_2$, Ом	$\omega_0\tau_{1c}=\frac{\omega_0 L_1}{R_1}$	$\omega_0\tau_{2c}=\frac{\omega_0 L_2}{R_2}$	$\frac{M_2}{M_1}$	$\frac{\omega_0\tau_{2c}}{\omega_0\tau_{1c}}$
АДП-262	50	9,5	435	77,5	195	201	0,448	2,6	1,02	5,8
АДП-362	50	19	125	59,2	134	174	1,07	2,95	1,14	2,74
АДП-263	427	22,8	42,6	156	14,9	758	0,35	4,85	7,12	13,6
АДП-363	427	36,5	27,1	79,8	10,2	302	0,376	3,78	5,44	10
АДП-563А	427	54,9	4,98	55,8	1,37	183	0,275	3,28	11,6	11,9
АДП-263	500	24	267	62,1	115	207	0,432	3,34	1,34	7,75
АДП-363А	500	46,4	16,2	161	8,68	333	0,536	2,06	6,2	3,87
АДП-1	500	11	162	582	127	1020	0,784	1,76	2,84	2,24
АДП-563А	500	68	8,28	172	5,27	289	0,638	1,68	7,4	2,64

В качестве примера используем электродвигатель АДП-263, работающий на несущей частоте $\omega_0 = 2\pi 427$ 1/с и имеющий наибольшую асимметрию обмоток по сравнению с другими электродвигателями, указанными в табл. III.1. Несимметрия обмоток этого электродвигателя определяется величиной $\omega_0\tau_{1c} = 0{,}35$ в цепи возбуждения и величиной $\omega_0\tau_{2c} = 4{,}85$ в цепи управления.

На рис. III.16, *а* показаны логарифмические амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики рассматриваемого электродвигателя, построенные по формуле (III.147) при фазовом отклонении $\Delta\varphi = 75°$ (фазо-частотная характеристика — кривая *1*, амплитудно-частотная характеристика — ломаная *ABC*). Для сравнения на том же графике, в случае того же фазового отклонения $\Delta\varphi = 75°$, построены частотные характеристики симметричного электродвигателя, у которого параметр $\omega_0\tau_c$ по двум обмоткам принят равным величине аналогичного параметра обмотки возбуждения электродвигателя АДП-263, т. е. равным 0,35. Частотные характеристики симметричного электродвигателя представлены на графике кривой *2* (фазо-частотная характеристика) и ломаной *DEF* (амплитудно-частотная характеристика). Сравнивая характеристики, замечаем, что несимметрия обмоток

в большей степени сказывается на фазо-частотной характеристике. Несимметрия обмоток, выраженная отношением $\frac{\omega_0\tau_{2c}}{\omega_0\tau_{1c}} = 13{,}8$, дает заметное изменение фазы по сравнению с кривой *2* симметричного электродвигателя, начиная с частоты $\omega = 30 \div 40$ рад/с. Так, например, на частоте $\omega = 30$ 1/с разность в фазовых углах равна 2°, на частоте $\omega = 100$ 1/с она достигает величины 6,4°, а на частоте $\omega = 300$ 1/с становится равной 19,2°. При более высоких частотах кривые *1* и *2* расходятся еще больше.

Несимметричный электродвигатель с параметрами $\omega_0\tau_{1c} = 0{,}35$, $\omega_0\tau_{2c} = 4{,}85$ при $\Delta\varphi = 75°$ ведет себя как неминимально-фазовое звено, поэтому с увеличением частоты ω фаза принимает значения, меньшие — 180°. Симметричный электродвигатель с параметрами $\omega_0\tau_c = \omega_0\tau_{1c} = \omega_0\tau_{2c} = 0{,}35$ в случае $\Delta\varphi = 75°$ представляет собой обычное минимально-фазовое звено, и так как постоянная времени T_1 больше постоянной времени T_2, то фазовая характеристика *2* никогда не даст значения фазы, меньшее — 180°.

Несимметрия обмоток оказывает влияние и на амплитудно-частотные характеристики, изменяя прежде всего передаточный коэффициент. Асимптотические амплитудно-частотные характеристики несимметричного электродвигателя (*ABC*) и симметричного электродвигателя (*DEF*) смещены друг относительно друга на величину 3,7 дБ при принятых параметрах $\omega_0\tau_c$ и $\Delta\varphi$. При частотах ω, приближающихся к несущей частоте, амплитудно-частотные характеристики деформируются, появляются дополнительные изломы. Но эти частоты практического значения не имеют и поэтому могут не приниматься во внимание.

На рис. III.16, *б* построены частотные характеристики тех же несимметричного и симметричного электродвигателей, но для двух других значений фазового отклонения $\Delta\varphi$. Фазо-частотная характеристика (кривая *2*) и амплитудно-частотная характеристика *ABC* несимметричного электродвигателя, фазо-частотная характеристика (кривая *1*) и амплитудно-частотная характеристика *DEF* симметричного электродвигателя рассчитаны при $\Delta\varphi = -75°$. Когда $\Delta\varphi = 0$, фазовая и амплитудная характеристики несимметричного электродвигателя принимают вид кривой *4* и ломаной $A_1B_1C_1$, а для симметричного электродвигателя — вид кривой *3* и ломаной $D_1E_1F_1$ соответственно.

Анализ характеристик позволяет сделать вывод о том, что противоположное фазовое отклонение $\Delta\varphi = -75°$ не обращает несимметричный электродвигатель в неминимально-фазовое звено, в то время как симметричный электродвигатель в этом случае характеризуется минимально-фазовым звеном. По-прежнему несимметрия обмоток больше влияет на фазу, чем на усиление. При этом заметное влияние на фазу начинает проявляться на частотах $\omega \geqslant 40$. Так же как и в первом случае несимметрия прежде всего изменяет передаточный коэффициент, что обусловливает параллельное смещение амплитудно-частотных характеристик. Фазовое отклонение $\Delta\varphi = 0$ практически дает одну и ту же фазовую характеристику для несимметричного и симметрич-

ного электродвигателя, т. е. несимметрия обмоток при $\Delta\varphi = 0$ на фазовых характеристиках сказывается мало. Фазовое отклонение $\Delta\varphi = 0$ обусловливает небольшое изменение передаточного коэффициента и параллельное смещение амплитудно-частотных характеристик.

Рассмотренные частотные характеристики двухфазного электродвигателя соответствуют условию, когда балансировка электродвигателя осуществлялась путем установки фазового сдвига, равного $\frac{\pi}{2}$, между токами обмоток возбуждения и управления. Если же балансировка электродвигателя осуществляется, исходя из установления фазового сдвига в $\frac{\pi}{2}$ между напряжениями на обмотках возбуждения и управления, то влияние несимметрии обмоток на частотные характеристики электродвигателя как при балансе, так и при нарушении баланса, будет отличаться от ранее рассмотренного случая.

Для построения частотных характеристик при втором варианте балансировки можно воспользоваться исходной передаточной функцией (III.147) и выражениями (III.140), (III.141) и (III.142). Поочередная подстановка в формулы (III.140) и (III.141) величины φ, равной 0°, +75° и —30°, что равнозначно $\Delta\varphi = -59°$, $\Delta\varphi = 16°$ и $\Delta\varphi = -89°$, определяет три выражения частотных характеристик для сбалансированного электродвигателя, для отклонения фазы управляющего напряжения от $\frac{\pi}{2}$ на +75° и отклонения фазы управляющего напряжения от $\frac{\pi}{2}$ на —30° соответственно.

На рис. III.16, *в* приведены логарифмические амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики несимметричного электродвигателя АДП-263 для трех указанных выше вариантов фазового отклонения. Фазо-частотная характеристика *2* и амплитудно-частотная характеристика *ABC* сбалансированного электродвигателя с фазовым отклонением, равным нулю, отличаются от аналогичных характеристик *1* и *DEF* несбалансированного электродвигателя с фазовым отклонением, равным 75°. Различие заключается в заметном уменьшении фазы несбалансированного электродвигателя по сравнению с сбалансированным на частотах $\omega > 100$ и увеличении передаточного коэффициента несбалансированного электродвигателя на 5,6 дБ. Увеличение передаточного коэффициента объясняется тем, что отклонение управляющего напряжения по фазе на 75° относительно напряжения возбуждения приближает фазовый сдвиг между токами к величине $\frac{\pi}{2}$.

Фазовая характеристика *3* и амплитудная $A_1B_1C_1D_1$ соответствуют электродвигателю, у которого управляющее напряжение отклонилось по фазе на величину — 30°. Как видно из рис. III.16, *в*, этот случай нарушения баланса существенно влияет на частотные характеристики. Достаточно сказать, что по сравнению со сбалансированными условиями работы за счет резкого увеличения постоянной времени T_1 в числителе передаточной функции (III.147) фаза в диапазоне частот ω от нуля до 2000 рад/с не выходит за пределы —90° ÷ —110°. Увеличение

постоянной времени T_1 до величины 0,059 с при одновременном уменьшении передаточного коэффициента до величины 0,337 вызывает значительное изменение амплитудно-частотной характеристики не только в области высоких частот, но и в области низких частот.

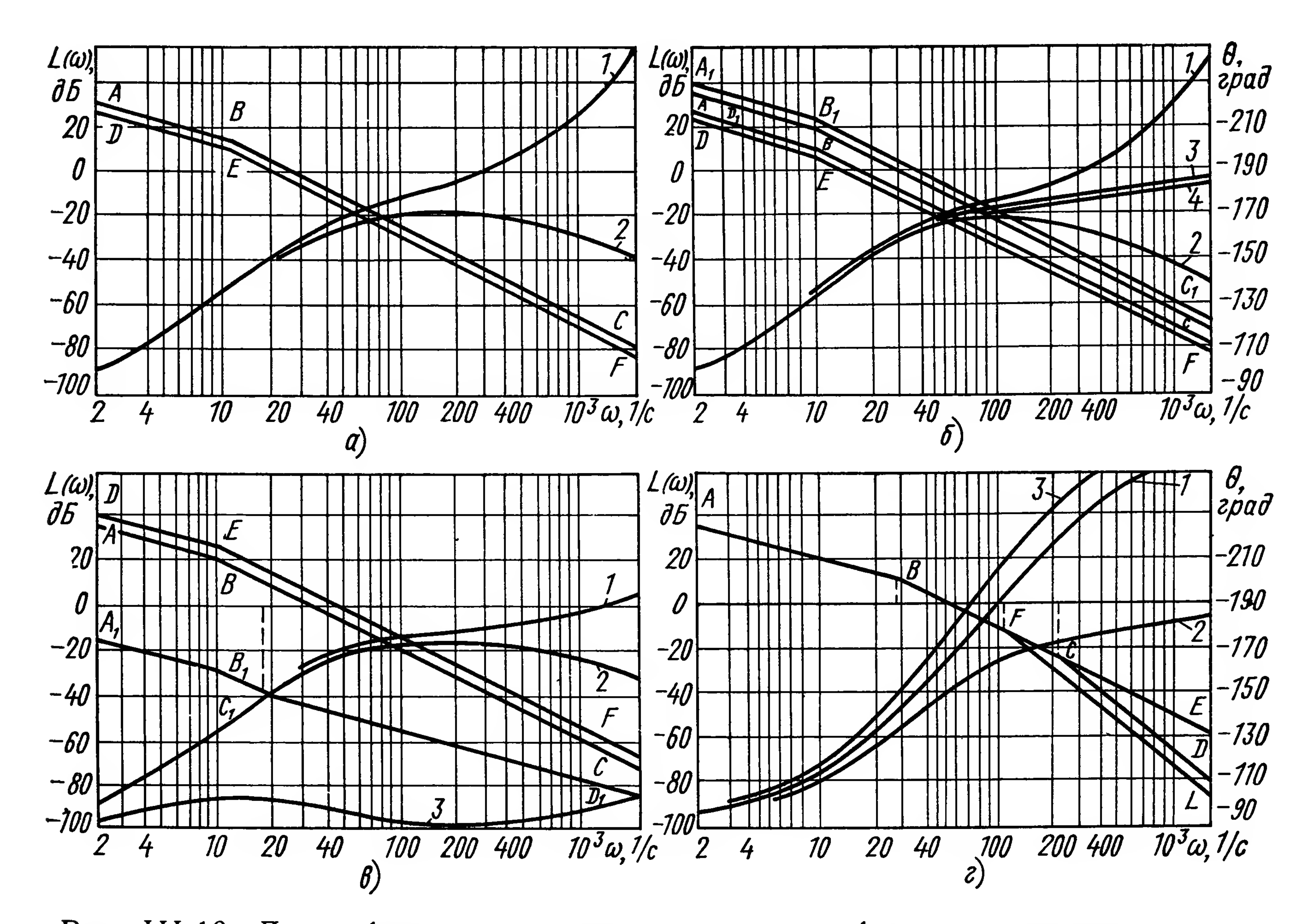


Рис. III.16. Логарифмические характеристики двухфазного электродвигателя:

а — несимметричного; характеристики *ABC* и *1* вычислены при $\omega_0\tau_н = 0{,}35$; $\omega_0\tau_{2c} = 4{,}85$; $\Delta\varphi = 75°$, $\varphi = 134°$; характеристики *DEF* и *2* вычислены при $\omega_0\tau_{1c} = \omega_0\tau_{2c} = 0{,}35$; $\Delta\varphi = \varphi = 75°$.

б — несимметричного и симметричного; характеристики *ABC* и *2* вычислены при $\omega_0\tau_{1c} = 0{,}35$; $\omega_0\tau_{2c} = 4{,}85$; $\Delta\varphi = -75°$; $\varphi = -16°$; характеристики *DEF* и *1* вычислены при $\omega_0\tau_{1c} = \omega_0\tau_{2c} = 0{,}35$; $\Delta\varphi = \varphi = -75°$

в — несимметричного электродвигателя типа АДП-263; *г* — несимметричного, управляемого электронным усилителем

Подобная деформация частотных характеристик связана с тем, что отклонение фазы управляющего напряжения от $\frac{\pi}{2}$ на —30° по отношению к напряжению возбуждения вызвало приближение фазового сдвига между токами обмоток к величине π. При фазовом отклонении $\varphi = -\varphi_0$ (в рассматриваемом примере с электродвигателем АДП-263 $\varphi_0 = 31°$) токи в обмотках будут отличаться по фазе на 180° и вращающий момент станет равным нулю. Изменив фазовое отклонение до $\varphi < -\varphi_0$, т. е. до $\varphi < 31°$, получим изменение знака вращающего момента и реверс электродвигателя. В системе автоматического регулирования нарушение фазового соотношения в напряжениях на обмотках электродвигателя, определяемого неравенством $\varphi < -\varphi_0$, вызовет потерю устойчивости. Нарушение баланса в пределах $-\varphi_0 <$

$< \varphi < 0$ может сопровождаться значительным ухудшением качественных показателей работы системы.

На основании изложенного можно сделать следующие выводы.

Несимметрия обмоток управления и возбуждения двухфазного электродвигателя оказывает влияние на амплитудно-частотные и фазо-частотную характеристики электродвигателя в основном в области высоких частот.

Установление фазового сдвига, равного $\frac{\pi}{2}$, между токами обмоток двухфазного электродвигателя позволяет получить максимальный передаточный коэффициент, что соответствует максимальному вращающему моменту. Кроме того, этот способ фазовой балансировки электродвигателя в сравнении со вторым способом, когда фазовый сдвиг $\varphi = \frac{\pi}{2}$ устанавливается между напряжениями обмоток, дает меньшее отклонение частотных характеристик от первоначальных при изменении в соотношении фаз токов в обмотках электродвигателя.

В практических условиях, с учетом нелинейности характеристик электродвигателя, фазовый сдвиг между токами, равный $\frac{\pi}{2}$ и установленный, например, в режиме холостого хода, будет изменяться с изменением скорости и, следовательно, приведет к изменению частотных и динамических характеристик электродвигателя. Это является существенным недостатком балансировки электродвигателя по фазе между токами.

Установление фазового сдвига в $\frac{\pi}{2}$ между напряжениями на обмотках управления и возбуждения в несимметричном электродвигателе не дает максимального передаточного коэффициента и может привести к значительной деформации частотных характеристик в случае нарушения баланса. Однако в процессе работы электродвигателя фазовый сдвиг между напряжениями под влиянием изменения скорости отклоняется от $\frac{\pi}{2}$ незначительно, так как определяется только лишь параметрами обмотки возбуждения, полное сопротивление которой при регулировании скорости изменяется мало. Следовательно, есть основание ожидать значительно более стабильной работы электродвигателя. Последнее обстоятельство является существенным преимуществом второго метода балансировки электродвигателя.

Частотные характеристики несимметричного двухфазного электродвигателя, управляемого электронным усилителем. Передаточная функция (III.120) несимметричного двухфазного электродвигателя, управляемого электронным усилителем, получена в результате совместного рассмотрения двух последовательно соединенных элементов — усилителя мощности и электродвигателя. Качественное отличие этого выражения от обычных передаточных функций последовательных цепей, полученных путем простого перемножения передаточных функций отдельных элементов, заключается в том, что оно учитывает взаимное влияние друг на друга характеристик элементов.

Следовательно, передаточная функция (III.120) позволяет выяснить количественную и качественную зависимость характеристик электродвигателя от наиболее важных параметров ограниченного по мощности источника питания управляющей обмотки. В частности, представляет интерес определение влияния внутреннего сопротивления источника питания управляющей цепи и величины индуктивности контура намагничивания выходного трансформатора усилителя мощности на частотные характеристики электродвигателя.

Частотные характеристики построим, например, для электродвигателя типа ДГ-3ТА (электродвигатель-генератор), который работает на несущей частоте $\omega_0 = 2\pi 400$ 1/с, имеет полезную мощность 3 Вт и электромеханическую постоянную времени $T = 0{,}036$ с, активное сопротивление обмотки возбуждения $K_1 = 7{,}8$ Ом и активное сопротивление управляющей обмотки $R_2 = 12{,}5$ Ом при $\omega_0\tau_{1c} \approx 6{,}5$ и $\omega_0\tau_{2c} \approx 6$.

Обмотка управления электродвигателя получает питание от электронного усилителя мощности, собранного по двухтактной схеме на лампах типа 6П6 с выходным трансформатором, который обладает коэффициентом трансформации $n = 0{,}334$ и имеет индуктивность контура намагничивания $L_0 = 4$ Гн. Для получения активной нагрузки первичная обмотка выходного трансформатора шунтирована емкостью $C = 0{,}6$ мкФ. Внутреннее сопротивление лампы 6П6 $R_i = 52$ кОм.

Пренебрегая активным сопротивлением и индуктивностью рассеяния обмоток выходного трансформатора, которые незначительно влияют на величину постоянной времени τ_2, на основании передаточной функции (III.120) получим при $\rho = 0$ следующее выражение для построения частотных характеристик:

$$W(j\omega) = \frac{\theta(j\omega)}{\alpha(j\omega)} = K \frac{-a_{01}\omega^2 + j\omega a_{02} + 1}{j\omega(1 + j\omega T)(-\omega^2 T_2^2 + j\omega 2\zeta_2 T_2 + 1)}, \qquad \text{(III.148)}$$

где

$$K = \frac{k_{2p} R_1}{k_{1p} R_2 U_1} \cdot \frac{n\mu R_н}{R_н + 2R_i} \cdot \frac{2\omega_0}{1 + \omega_0^2 \tau_{2c}^2} [1 + \omega_0^2 \tau_{1c}\tau_{2c}) \cos\varphi + \omega_0(\tau_{2c} - \tau_{1c}) \sin\varphi]; \qquad \text{(III.149)}$$

$$\tau_2 = \tau_{2c}.$$

Предположим, что электродвигатель сбалансирован по напряжению, т. е. установлен фазовый сдвиг в $\frac{\pi}{2}$ между напряжениями возбуждения и управления. В рассматриваемом случае вследствие настройки управляющей цепи на резонанс токов на несущей частоте для получения активной нагрузки падение напряжения на сопротивлении нагрузки и ток, протекающий через это сопротивление, совпадают по фазе. Так как активное сопротивление и индуктивность рассеяния обмоток трансформатора малы, что выражается в равенстве $\tau_2 = \tau_{2c}$, то, очевидно, падение напряжения на сопротивлении нагрузки есть в то же время падение напряжения на приведенном сопротивлении обмотки управления электродвигателя. Поэтому установление фазового сдвига, равного $\frac{\pi}{2}$, между напряжениями возбуждения и управле-

ния сводится к сдвигу по фазе на $\frac{\pi}{2}$ напряжения возбуждения относительно напряжения, действующего на входе усилителя мощности. Следовательно, условием фазового сдвига, равного $\frac{\pi}{2}$, для двух указанных напряжений будет по-прежнему равенство $\varphi = 0$.

В числитель выражения (III.148) входит слагаемое $-a_{01}\omega^2$. Обычно абсолютная величина этого слагаемого значительно меньше единицы, т. е. $|-a_{01}\omega^2| \ll 1$, в области тех частот ω, которые меньше несущей частоты ω_0 по крайней мере в 2—3 раза и имеют существенное значение для формирования переходного процесса электродвигателя. Так, например, для приведенных выше данных схемы управления и самого электродвигателя при $\varphi = 0$ коэффициент $a_{01} = -5{,}81 \cdot 10^{-8}$ и

$$|-a_{01}\omega^2| = 0{,}0581$$

при $\omega = 10^3$ 1/с. Поэтому без ущерба для практических расчетов формулу (III.148) можно представить в виде

$$W(j\omega) = K\frac{1 + j\omega a_{02}}{j\omega(1 + j\omega T)(-\omega^2 T_2^2 + j\omega 2\zeta_2 T_2 + 1)}. \qquad \text{(III.150)}$$

По выражению (III.150) построены логарифмические частотные характеристики, показанные на рис. III.16, *г*.

Амплитудно-частотная *ABCD* и фазо-частотная *1* характеристики электродвигателя, управляемого электронным усилителем, соответствуют источнику питания ограниченной мощности с внутренним сопротивлением $2R_i = 104$ кОм и фазовому отклонению $\varphi = 0$. Амплитудно-частотная характеристика имеет излом в точке *B*, который определяется электромеханической постоянной времени электродвигателя $T = 0{,}036$ с. Излом характеристики в точке *C* соответствует постоянной времени $T_2 = 0{,}00482$ с. Излом, определяемый постоянной времени a_{02} в числителе выражения (III.150) (при $\varphi = 0$; $\omega_0^2\tau_{1c}^2 \gg 1$; $\omega_0^2\tau_{2c}^2 \gg 1$), а также значением R_i (при $T_1 \ll \tau$ и $T_1 \ll \tau_{2c}$), совпадает с точкой *C*, т. е. $a_{02} \approx T_2$. В рассматриваемом варианте параметров схемы управления и электродвигателя $a_{02} = 0{,}00491$.

Таким образом, характеристика *ABCD* состоит на трех асимптот с наклонами —20, —40 и —60 дБ на декаду. Большая величина коэффициента затухания $\zeta_2 = 0{,}865$ не вызывает существенных отклонений точной амплитудно-частотной характеристики от асимптотической *ABCD* при любых частотах ω, в том числе и в окрестности сопрягающей частоты $\omega_c = \frac{1}{T_2}$.

Передаточный коэффициент в выражении (III.148), как это следует из формулы (III.149), состоит из произведения передаточного коэффициента электродвигателя и коэффициента усиления усилителя мощности, равного $\frac{n\mu R_н}{R_н + 2R_i}$. Амплитудно-частотная характеристика *ABCD* на графике рис. III. 16, *г* построена без учета усиления управляющей цепи.

Для сравнения на том же графике построены амплитудно-частотная *ABE* и фазо-частотная *2* характеристики электродвигателя, управляе-

мого электронным усилителем мощности с внутренним сопротивлением $R_i = 0$. В этом случае, как было показано выше, передаточная функция (III.120) преобразуется в передаточную функцию двух последовательно соединенных элементов — несимметричного электродвигателя, характеристики которого не зависят от параметров схемы управления, и усилителя мощности с коэффициентом усиления $n\mu$.

Вычисление постоянных передаточной функции (III.120) в соответствии с системой уравнений (III.126) и выражением (III.127) при $\varphi = 0$ и $\tau_2 = \tau_{2c}$ дает следующие значения T_2, ζ_2, a_{01}, a_{02} и K без учета коэффициента усиления $n\mu$; $T_2 = 0{,}000392$ с; $\zeta_2 = 0{,}167$; $a_{01} = 0{,}077 \times \times 10^{-8}$; $a_{02} = 62{,}8 \cdot 10^{-8}$; $K' = \frac{K}{n\mu} = 116$. Малая величина постоянной времени T_2, а также коэффициентов a_{01} и a_{02}, указывает на то, что в диапазоне частот, указанных на графике, амплитудно-частотная ABE и фазо-частотная (кривая *2*) характеристики будут в основном определяться передаточной функцией вида

$$W'(s) = \frac{K'}{s(Ts+1)}.$$

Сравнение характеристик электродвигателя для двух вариантов внутреннего сопротивления источника питания управляющей обмотки указывает на значительное влияние постоянной времени T_1, определяемой равенством (III.103), на частотные характеристики электродвигателя. Например, фазо-частотная характеристика (кривая *1*), построенная с учетом реальной величины внутреннего сопротивления R_i, дает существенное отклонение от фазо-частотной характеристики *2*, построенной без учета R_i, не только в области высоких частот, но и в области средних частот, которые в основном и определяют переходный процесс электродвигателя. На частоте $\omega = 300$ 1/с расхождение фазо-частотных характеристик *1* и *2* определяется величиной 55°, на частоте $\omega = 100$ 1/с — величиной 27° и на частоте $\omega = 30$ 1/с — величиной 8,5°.

Амплитудно-частотные характеристики $ABCD$ и ABE получают расхождение на частоте приблизительно 200 рад/с.

На том же графике (рис. III.16, *г*) построены логарифмические характеристики электродвигателя по выражению (III.148) для тех же параметров, что и характеристики $ABCD$ и *1*, за исключением постоянной времени τ, которая в данном случае выбрана равной τ_{2c} ($L_0 = 0{,}0294$ Гн).

Фазо-частотная характеристика *3*, так же как и характеристика *1*, при $\omega \to 0$ стремится к величине —90°, а при $\omega \to \infty$ — к величине —270°. В области средних частот характеристика *3* по сравнению с характеристикой *1* дает меньшие значения фазы. При $\omega = 30$ фаза, определяемая кривой *3*, равна — 153°, а фаза, определяемая кривой *1*, равна —146°. Увеличение частоты ω до 100 рад/с приводит к возрастанию разности в фазах до 16°.

Амплитудно-частотная характеристика $ABFL$ в отличие от ранее рассмотренной $ABCD$ имеет вторую сопрягающую частоту (точка F)

$\omega_F = 106$ рад/с. Для характеристики $ABCD$ эта сопрягающая частота соответствует точке C и равна $\omega_c = 208$ рад/с.

Таким образом, двухфазный асинхронный электродвигатель должен рассматриваться совместно с усилителем мощности как единое звено, так как параметры цепи управления (T_1 и τ) оказывают существенное влияние не только на фазо-частотную, но и на амплитудно-частотную характеристику асинхронного электродвигателя.

Рассмотрение электродвигателя независимо от устройств, с помощью которых он управляется, может дать неверное представление об устойчивости системы автоматического регулирования и привести к неправильному выбору корректирующих средств.

8. ПРОХОЖДЕНИЕ МОДУЛИРОВАННОГО ПО АМПЛИТУДЕ СИГНАЛА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ЧЕРЕЗ ЭЛЕМЕНТ, ИМЕЮЩИЙ ПЕРЕДАТОЧНУЮ ФУНКЦИЮ $G(s)$

Передаточные функции двухфазного асинхронного электродвигателя, симметричного и несимметричного, а также несимметричного, управляемого электронным усилителем мощности, выведенные выше, соответствуют предположению, что управляющее напряжение на входе электродвигателя изменяется по закону

$$u_2 = a(t)\sin(\omega_0 t + \varphi). \qquad \text{(III.151)}$$

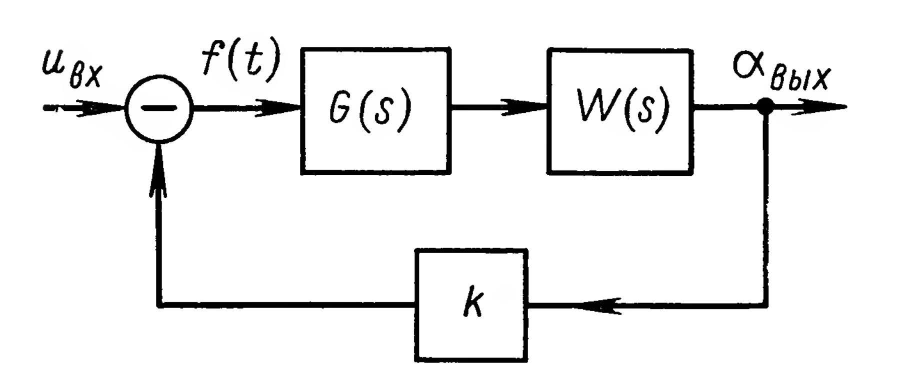


Рис. III.17. Структурная схема системы переменного тока

Рассмотрим некоторые особенности динамики систем переменного тока.

Двухфазный электродвигатель, как исполнительный элемент системы автоматического регулирования, обычно является выходным звеном. Входной сигнал системы регулирования с двухфазным электродвигателем при прохождении через усилитель и корректирующий элемент претерпевает изменения. В системах переменного тока, где передача сигнала осуществляется на уровне несущей частоты, изменение входного сигнала связано с искажением огибающей и фазовой модуляцией несущей частоты, что не имеет места в системах постоянного тока. Так как именно огибающая содержит полезную информацию передаваемого сигнала, то не учитывать искажения огибающей и фазовой модуляции нельзя.

Предположим, имеется некоторая система переменного тока, показанная на рис. III.17. Пусть на устройство, обладающее передаточной функцией $G(s)$ и стоящее в прямой цепи до электродвигателя, управляемого электронным усилителем мощности, действует входной сигнал

$$f(t) = m(t)\sin(\omega_0 t + \varphi), \qquad \text{(III.152)}$$

где $m(t)$ — огибающая;
ω_0 — несущая частота;
φ — начальная фаза.

Для определения сигнала на выходе устройства $G(s)$ представим уравнение (III.152) входного сигнала в виде

$$f(t) = m(t)\frac{1}{2j}[e^{j\varphi}e^{j\omega_0 t} - e^{-j\varphi}e^{-j\omega_0 t}]. \quad \text{(III.153)}$$

Тогда, полагая, что входной сигнал $f(t)$ имеет своим изображением $f(s)$, а огибающая $m(t)$ имеет изображение $m(s)$, получим на основании теоремы смещения в комплексной области

$$f(s) = \frac{1}{2j}[e^{j\varphi}m(s - j\omega_0) - e^{-j\varphi}m(s + j\omega_0)]. \quad \text{(III.154)}$$

Так как изображение выходного сигнала $H(s)$ может быть найдено как $f(s)\,G(s)$, то

$$H(s) = \frac{1}{2j}[e^{j\varphi}m(s - j\omega_0)\,G(s) - e^{-j\varphi}m(s + j\omega_0)\,G(s)]. \quad \text{(III.155)}$$

Выполняя обратное преобразование для уравнения (III.155), применяя теорему смещения в комплексной области, получим

$$H(t) = \frac{1}{2j}\{L^{-1}[G(s + j\omega_0)\,m(s)]\,e^{j\varphi}e^{j\omega_0 t} - L^{-1}[G(s - j\omega_0)\,m(s)]\,e^{-j\varphi}e^{-j\omega_0 t}\}. \quad \text{(III.156)}$$

Имея ввиду, что выражения, стоящие перед показательными функциями $e^{j\varphi}e^{j\omega_0 t}$ и $e^{-j\varphi}e^{-j\omega_0 t}$, являются комплексными функциями вещественной переменной, т. е.

$$L^{-1}[G(s + j\omega_0)\,m(s)] = a(t) + jb(t); \quad \text{(III.157)}$$

$$L^{-1}[G(s - j\omega_0)\,m(s)] = a(t) - jb(t), \quad \text{(III.158)}$$

а сами показательные функции могут быть представлены в виде

$$e^{j\varphi}e^{j\omega_0 t} = \cos(\omega_0 t + \varphi) + j\sin(\omega_0 t + \varphi); \quad \text{(III.159)}$$

$$e^{-j\varphi}e^{-j\omega_0 t} = \cos(\omega_0 t + \varphi) - j\sin(\omega_0 t + \varphi), \quad \text{(III.160)}$$

получим после подстановки выражений (III.157) — (III.160) в уравнение (III.156) следующее выражение для выходного сигнала усилителя:

$$H(t) = a(t)\sin(\omega_0 t + \varphi) + b(t)\cos(\omega_0 t + \varphi) \quad \text{(III.161)}$$

или

$$H(t) = A(t)\sin[\omega_0 t + \varphi + \psi(t)], \quad \text{(III.162)}$$

где

$$A(t)=\sqrt{a^2(t)+b^2(t)}; \qquad (III.163)$$

$$\psi(t)=\operatorname{arctg}\frac{b(t)}{a(t)}. \qquad (III.164)$$

В уравнении (III.162) $A(t)$ является огибающей, которая не подобна по форме огибающей $m(t)$ на входе, так как в выходном сигнале присутствует член $b(t)\cos(\omega_0 t+\varphi)$, являющийся причиной ее искажения. Наличие фазы $\psi(t)$ в уравнении (III.162) указывает на возникновение фазовой модуляции. Искажение огибающей и, как следствие этого, возникновение фазовой модуляции в процессе прохождения сигнала через линейный элемент, обладающий характеристикой $G(s)$, можно объяснить физически. Известно, что входной сигнал, определяемый уравнением (III.152), может быть представлен в виде некоторой суммы составляющих, частота которых отличается от несущей частоты на величину, характеризующую частоту изменения сигнала ошибки, т. е. $\pm\omega$. Верхние $(\omega_0+\omega)$ и нижние $(\omega_0-\omega)$ боковые частоты проходят через элемент с характеристикой $G(s)$ с различным усилением и различными фазовыми сдвигами, что и приводит к искажению огибающей. При симметричном канале, когда верхние и нижние боковые частоты усиливаются одинаково, искажений огибающей нет, и система переменного тока становится полностью подобной системе постоянного тока. Это легко показать, если уравнение (III.156) представить в виде

$$H(t)=\frac{1}{2j}\{L^{-1}[G(s+j\omega_0)m(s)]-L^{-1}[G(s-j\omega_0)m(s)]\}\cos(\omega_0 t+\varphi)+$$
$$+\frac{1}{2}\{L^{-1}[G(s+j\omega_0)m(s)]+L^{-1}[G(s-j\omega_0)m(s)]\}\sin(\omega_0 t+\varphi). \qquad (III.165)$$

Сравнивая выражения (III.161) и (III.165), приходим к выводу, что

$$a(t)=L^{-1}\left[\frac{G(s+j\omega_0)m(s)+G(s-j\omega_0)m(s)}{2}\right]; \qquad (III.166)$$

$$b(t)=L^{-1}\left[\frac{G(s+j\omega_0)m(s)-G(s-j\omega_0)m(s)}{2j}\right]; \qquad (III.167)$$

$$L[a(t)]=m(s)\frac{G(s+j\omega_0)+G(s-j\omega_0)}{2}; \qquad (III.168)$$

$$L[b(t)]=m(s)\frac{G(s+j\omega_0)-G(s-j\omega_0)}{2j}. \qquad (III.169)$$

Следовательно, при равенстве $G(s+j\omega_0)$ и $G(s-j\omega_0)$, что соответствует симметричной передаче и одинаковому усилению боковых частот, коэффициент $b(t)$ обращается в нуль, и составляющая $b(t)\times$ $\times\cos(\omega_0 t+\varphi)$ пропадает. В этом случае в установившемся режиме

огибающая выходного сигнала подобна по форме огибающей на входе.

Таким образом, входной сигнал системы, определяемый уравнением (III.152), к моменту поступления на обмотку управления двухфазного электродвигателя претерпевает такие изменения, при которых он принимает вид выражения (III.161)

9. ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ РАЗОМКНУТОЙ СИСТЕМЫ С ДВУХФАЗНЫМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ ДЛЯ ЛЮБЫХ $G(s)$

Выше было показано, что электродвигатель реагирует на огибающую входного сигнала. Очевидно, для определения реакции двухфазного электродвигателя на сигнал формы (III.161) нужно, воспользовавшись принципом суперпозиции, справедливым для линейных систем, найти последовательно реакцию электродвигателя на сигнал вида $b(t)\cos(\omega_0 t + \varphi)$, затем на сигнал вида $a(t)\sin(\omega_0 t + \varphi)$, и результаты сложить. При этом необходимо иметь в виду, что передаточная функция двухфазного электродвигателя является не только функцией s, но и фазы φ по несущей частоте. Это значит, что при определении реакции на огибающую $a(t)$ должна подставляться фаза несущей, равная φ, а при определении реакции на огибающую $b(t)$ — фаза несущей, равная $\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right)$, так как по несущей частоте оба сигнала сдвинуты по фазе на $\frac{\pi}{2}$. Такого рода утверждение может быть доказано, если воспользоваться предыдущими результатами и определить передаточную функцию двухфазного электродвигателя, когда в его управляющей цепи действует напряжение, изменяющееся по закону (III.161).

Рассматривая наиболее общий случай, характеризующийся отсутствием симметрии обмоток электродвигателя и ограниченной мощностью источника питания управляющей цепи, воспользуемся системой уравнений (III.100), учитывающей не только разные параметры обмоток электродвигателя, но также и параметры усилителя мощности. Так как в управляющей цепи действует сигнал вида (III.161), то, очевидно, напряжение u_2, действующее на входе усилителя мощности и входящее в правую часть второго уравнения системы (III.100), следует считать равным этому сигналу. Решение системы (III.100) с целью определения реакции электродвигателя на сигнал вида (III.161) может быть осуществлено методом, изложенным в § 6 настоящей главы при определении передаточной функции несимметричного электродвигателя.

В соответствии с этим методом необходимо применить преобразование Лапласа к системе (III.100), найти изображение тока в обмотке управления электродвигателя и соответствующего тока в роторе, определить установившиеся значения тока в цепи возбуждения и соответствующего тока в роторе и полученные результаты использовать в преобразованном по Лапласу уравнении движения, которое является пятым в системе (III.100). Первое и третье уравнения системы (III.100)

полностью совпадают с аналогичными уравнениями системы (III.50). Поэтому найденные ранее при решении системы (III.50) установившиеся значения токов $i_{1c\ уст}$ и $i_{1p\ уст}$, определяемые уравнениями (III.51) и (III.52) и относящимися к ним формулами (III.53), (III.54), (III.55) и (III.56), будут в то же время являться решением первого и третьего уравнений системы (III.100). Решение преобразованных по Лапласу второго и четвертого уравнений системы (III.100) дает следующие значения изображений токов в обмотке управления $i_{2c}(s)$ и в роторе $i_{2p}(s)$:

$$i_{2c}(s)=\frac{n\mu T_1 s(1+\tau_p s)\,\alpha(s-j\omega_0;\ s+j\omega_0)-s\dfrac{k_{2c}\tau_2}{\sigma}(1+T_1 s+L_0Cs^2)\,\beta(s-j\omega_0;\ s+j\omega_0)}{(1+\tau_p s)(1+\tau_2 s)(1+T_1 s+L_0Cs^2)+\tau s(1+\tau s_p)-s^2\dfrac{k_{2c}k_{2p}\tau_p\tau_2}{\sigma}(1+T_1 s+L_0Cs^2)};\qquad (III.170)$$

$$i_{2p}(s)=\frac{[(1+\tau_2 s)(1+T_1 s+L_0Cs^2)+\tau s]\,\beta(s-j\omega_0;\ s+j\omega_0)-k_{2p}\tau_p n\mu T_1 s^2\alpha(s-j\omega_0;\ s+j\omega_0)}{(1+\tau_p s)(1+\tau_2 s)(1+T_1 s+L_0Cs^2)+\tau s(1+\tau_p s)-s^2\dfrac{k_{2c}k_{2p}\tau_p\tau_2}{\sigma}(1+T_1 s+L_0Cs^2)},\qquad (III.171)$$

где

$$\alpha(s-j\omega_0;\ s+j\omega_0)=\frac{\cos\varphi}{2j}[a_1(s-j\omega_0)-a_1(s+j\omega_0)]+\frac{\sin\varphi}{2}[a_1(s-j\omega_0)+a_1(s+j\omega_0)]+\frac{\cos\varphi}{2}[b_1(s-j\omega_0)+b_1(s+j\omega_0)]-\frac{\sin\varphi}{2j}[b_1(s-j\omega_0)-b_1(s+j\omega_0)];\qquad (III.172)$$

$$a_1(s\pm j\omega_0)=\frac{1}{R}a(s\pm j\omega_0);\qquad (III.173)$$

$$b_1(s\pm j\omega_0)=\frac{1}{R}b(s\pm j\omega_0);\qquad (III.174)$$

$\beta(s-j\omega_0;\ s+j\omega_0)$ — определяется уравнением (III.59) и формулами (III.60) и (III.61).

Подставив (III.51) и (III.52) в пятое уравнение системы (III.100) и решая полученное уравнение движения с помощью теоремы свертки функции, учитывая (III.170) и (III.171), а также то, что ротор двухфазного электродвигателя не реагирует на составляющие двойной несущей частоты, получим

$$[(Js+\rho)\gamma_0(s)+\Phi_0(s)]\,\Omega(s)=a_1(s)F_0(s;\ \varphi)+b_1(s)F_0\left(s;\ \varphi+\frac{\pi}{2}\right),\qquad (III.175)$$

где

$$F_0(s;\ \varphi)=F(j\omega_o;\ s-j\omega_o)\,\gamma(s+j\omega_o)(\cos\varphi-j\sin\varphi)+$$
$$+F(-j\omega_o;\ s+j\omega_o)\,\gamma(s-j\omega_o)(\cos\varphi+j\sin\varphi);\qquad\text{(III.176)}$$

$$F_0\left(s;\ \varphi+\frac{\pi}{2}\right)=F(j\omega_o;\ s-j\omega_o)\,\gamma(s+j\omega_o)\left[\cos\left(\varphi+\frac{\pi}{2}\right)-j\sin\left(\varphi+\frac{\pi}{2}\right)\right]+$$
$$+F(-j\omega_o;\ s+j\omega_o)\,\gamma(s-j\omega_o)\left[\cos\left(\varphi+\frac{\pi}{2}\right)+j\sin\left(\varphi+\frac{\pi}{2}\right)\right];\qquad\text{(III.177)}$$

$$\Phi_0(s)=\Phi(-j\omega_o;\ s+j\omega_o)\,\gamma(s-j\omega_o)(B+jA)+$$
$$+\Phi(j\omega_o;\ s-j\omega_o)\,\gamma(s+j\omega_o)(B-jA);\qquad\text{(III.178)}$$

$$\gamma_0(s)=4\gamma(s-j\omega_o)\,\gamma(s+j\omega_o);\qquad\text{(III.179)}$$

$$\left.\begin{aligned}
&F(j\omega_o;\ s-j\omega_o)=M_2I_{1p}e^{-j\psi_2}T_1n\mu(s-j\omega_o)[1+\tau_p(s-j\omega_o)]+\\
&\quad+jM_1I_{1c}e^{j\psi_1}T_1n\mu k_{2p}\tau_p(s-j\omega_o)^2;\\
&F(-j\omega_o;\ s+j\omega_o)=M_2I_{1p}e^{j\psi_2}T_1n\mu(s+j\omega_o)\times\\
&\quad\times[1+\tau_p(s+j\omega_o)]-jM_1I_{1c}e^{-j\psi_1}T_1n\mu k_{2p}\tau_p(s+j\omega_o)^2;
\end{aligned}\right\}\qquad\text{(III.180)}$$

$$\left.\begin{aligned}
&\Phi(j\omega_o;\ s-j\omega_o)=M_2I_{1p}e^{-j\psi_2}\tau_2\frac{k_{2c}}{\sigma}(s-j\omega_o)[1+L_0C(s-j\omega_o)^2+\\
&\quad+T_1(s-j\omega_o)]+jM_1I_{1c}e^{j\psi_1}\{[1+\tau_2(s-j\omega_o)]\times\\
&\quad\times[1+L_0C(s-j\omega_o)^2+T_1(s-j\omega_o)]+\tau(s-j\omega_o)\};\\
&\Phi(-j\omega_o;\ s+j\omega_o)=M_2I_{1p}e^{j\psi_2}\tau_2\frac{k_{2c}}{\sigma}(s+j\omega_o)[1+L_0C(s+j\omega_o)^2+\\
&\quad+T_1(s+j\omega_o)]-jM_1I_{1c}e^{-j\psi_1}\{[1+\tau_2(s+j\omega_o)][1+L_0C(s+j\omega_o)^2+\\
&\quad+T_1(s+j\omega_o)]+\tau(s+j\omega_o)\};
\end{aligned}\right\}\qquad\text{(III.181)}$$

$$\left.\begin{aligned}
&\gamma(s-j\omega_o)=[1+\tau_p(s-j\omega_o)][1+\tau_2(s-j\omega_o)]\times\\
&\quad\times[1+T_1(s-j\omega_o)+L_0C(s-j\omega_o)^2]+\tau(s-j\omega_o)\times\\
&\quad\times[1+\tau_p(s-j\omega_o)]-\frac{1}{\sigma}k_{2c}k_{2p}\tau_2\tau_p(s-j\omega_o)^2[1+T_1(s-j\omega_o)+\\
&\quad+L_0C(s-j\omega_o)^2];\\
&\gamma(s+j\omega_o)=[1+\tau_p(s+j\omega_o)][1+\tau_2(s+j\omega_o)][1+T_1(s+j\omega_o)+\\
&\quad+L_0C(s+j\omega_o)^2]+\tau(s+j\omega_o)[1+\tau_p(s+j\omega_o)]-\frac{1}{\sigma}k_{2c}\times\\
&\quad\times k_{2p}\tau_2\tau_p(s+j\omega_o)^2[1+T_1(s+j\omega_o)+L_0C(s+j\omega_o)^2];
\end{aligned}\right\}\qquad\text{(III.182)}$$

I_{1p}; I_{1c}; ψ_1; ψ_2; A и B определяются уравнениями (III.53), (III.54), (III.55), (III.56), (III.60) и (III.61) соответственно.

Из уравнения (III.175) находим

$$\Omega(s)=\frac{a_1(s)F_0(s;\varphi)+b_1(s)F_0\left(s;\ \varphi+\frac{\pi}{2}\right)}{(Js+\rho)\gamma_0(s)+\Phi_0(s)}.\qquad\text{(III.183)}$$

Выражение (III.183) показывает справедливость применения принципа суперпозиции при нахождении реакции электродвигателя на сигнал вида (III.161).

Так как $a_1(s)$ и $b_1(s)$ связаны с $a(s)$ и $b(s)$ соотношениями

$$\left.\begin{aligned} a_1(s) &= \frac{1}{R}\,a(s); \\ b_1(s) &= \frac{1}{R}\,b(s), \end{aligned}\right\} \qquad \text{(III.184)}$$

то, подставив в уравнение (III.183) выражения (III.184) и учитывая соотношения (III.168) и (III.169), найдем передаточную функцию разомкнутой системы для любых характеристик $G(s)$ в следующем виде:

$$W(s) = \frac{\Omega(s)}{m(s)} = \qquad \text{(III.185)}$$

$$= \frac{\frac{1}{2}\left[G(s+j\omega_0)+G(s-j\omega_0)\right]F_0(s;\ \varphi)+\frac{1}{2j}\left[G(s+j\omega_0)-G(s-j\omega_0)\right]F_0\left(s;\ \varphi+\frac{\pi}{2}\right)}{R\left[Js+\rho\right)\gamma_0(s)+\Phi_0(s)\right]}.$$

Передаточная функция (III.185) может быть упрощена в зависимости от того или иного предположения, а также в зависимости от данных применяемого электродвигателя.

Делая такие же предположения, что и при выводе передаточных функций (III.83) и (III.120), т. е. считая коэффициент связи между обмотками электродвигателя равным единице, а электрическую постоянную времени ротора τ_p очень малой по сравнению с другими постоянными времени, можно получить при настройке управляющей цепи на резонанс токов по несущей частоте значения функций $F_0(s;\ \varphi)$, $F_0\left(s;\ \varphi+\frac{\pi}{2}\right)$, $\gamma_0(s)$ и $\Phi_0(s)$:

$$F_0(s;\ \varphi) = 2T_1 n\mu\,(s^2+\omega_0^2)\,\frac{M_1 I_1 k_{2p}\tau_p}{1+\omega_0^2\tau_{1c}^2}\,(a_1 s^2+a_2 s+a_3); \qquad \text{(III.186)}$$

$$F_0\left(s;\ \varphi+\frac{\pi}{2}\right) = 2T_1 n\mu\,(s^2+\omega_0^2)\,\frac{M_1 I_1 k_{2p}\tau_p}{1+\omega_0^2\tau_{1c}^2}\,(a_1' s^2+a_2' s+a_3'); \qquad \text{(III.187)}$$

$$\gamma_0(s) = 4\,(s^2+\omega_0^2)\,(b_1^2+b_3^2)\,(T_2^2 s^2+2\xi_2 T_2 s+1); \qquad \text{(III.188)}$$

$$\Phi_0(s) = \frac{1}{2}\,\frac{I_1^2 k_{1p}\tau_p M_1}{1+\omega_0^2\tau_{1c}^2}\,\gamma_0(s), \qquad \text{(III.189)}$$

где $a_1;\ a_2;\ a_3$ — коэффициенты систем уравнений (III.118) и (III.119);

$a_1';\ a_2';\ a_3'$ — коэффициенты систем уравнений (III.118) и (III.119), в которых фаза φ заменена на $\varphi+\frac{\pi}{2}$;

$T_2;\ \zeta_2;\ b_1;\ b_3$ — параметры, определяемые уравнениями (III.116), (III.117) и системой (III.118)

Осуществляя подстановку функций (III.186) — (III.189) в выражение (III.185), после элементарных преобразований получим передаточную функцию

$$W(s)=\frac{\Omega(s)}{m(s)}=\frac{\left\{\begin{matrix}\frac{1}{2}[G(s+j\omega_0)+G(s-j\omega_0)]K(a_{01}s^2+a_{02}s+1)+\\+\frac{1}{2j}[G(s+j\omega_0)-G(s-j\omega_0)]K'(a'_{01}s^2+a'_{02}s+1)\end{matrix}\right\}}{R(Ts+1)(T_2^2s^2+2\zeta_2T_2s+1)}, \quad \text{(III.190)}$$

в которой T, a_{01}, a_{02} и K вычисляются в соответствии с уравнениями (III.108), (III.121), (III.122) и (III.123); постоянные a'_{01}, a'_{02} и K' по тем же формулам (III.121), (III.122) и (III.123), но с подстановкой в них вместо фазы φ величины $\varphi+\frac{\pi}{2}$.

Если в качестве выходной величины электродвигателя рассматривается не скорость, а угол поворота, то передаточная функция (III.190) примет вид

$$W(s)=\frac{1}{R}\cdot\frac{\left\{\begin{matrix}\frac{1}{2}[G(s+j\omega_0)+G(s-j\omega_0)]K(a_{01}s^2+a_{02}s+1)+\\+\frac{1}{2j}[G(s+j\omega_0)-G(s-j\omega_0)]K'(a'_{01}s^2+a'_{02}s+1)\end{matrix}\right\}}{s(Ts+1)(T_2^2s^2+2\zeta_2T_2s+1)}. \quad \text{(III.191)}$$

Передаточные функции (III.190) и (III.191) могут быть положены в основу анализа любой системы переменного тока, в которой в качестве исполнительного элемента применяется двухфазный электродвигатель. Эти передаточные функции сводят рассмотрение системы переменного тока к рассмотрению некоторой эквивалентной системы постоянного тока.

10. ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛИ — МАХОВИКИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В качестве привода маховиков принципиально могут быть использованы различные типы электродвигателей переменного тока. Однако благодаря специфическим требованиям, предъявляемым к системам ориентации и стабилизации, только некоторые типы электродвигателей переменного тока находят практическое применение в исполнительных устройствах с электродвигателями-маховиками. Рассмотрим особенности различных электродвигателей переменного тока с целью оценки возможности их использования в исполнительных устройствах систем ориентации и стабилизации.

Трехфазный асинхронный электродвигатель с короткозамкнутым ротором обладает существенно нелинейными регулировочными характеристиками. Для плавного регулирования скорости этого электродвигателя необходимо плавно менять частоту питающей сети. При этом для того, чтобы электродвигатель работал с постоянным потоком, напряжение должно также меняться пропорционально частоте. Это требует отдельного источника энергии с регулируемой частотой и на-

пряжением. Кроме того, регулирование скорости трехфазного асинхронного электродвигателя в диапазоне малых скоростей сопровождается чрезмерным перегревом.

Синхронный электродвигатель теоретически является идеальным приводом для маховиков, так как угловая скорость вращения его вала не зависит от нагрузки и точно определяется числом пар его полюсов и частотой питающей сети. Управление синхронным электродвигателем может осуществляться изменением частоты и амплитуды приложенного напряжения. В этом случае также требуется наличие источника энергии с регулируемой частотой и напряжением. Синхронный электродвигатель, как и асинхронный с короткозамкнутым ротором, не пригоден для управления малыми угловыми скоростями, особенно скоростями, близкими к нулю. Хорошее регулирование скорости вращения синхронного электродвигателя возможно только при уменьшении ее не более чем на 30% от максимальной. Дальнейшее уменьшение скорости вращения приводит к интенсивному нагреванию якоря. По этим причинам применение синхронного электродвигателя в качестве привода маховиков ограничено.

Управление асинхронными и синхронными электродвигателями, кроме частотного способа, при котором входной сигнал формирует амплитуду и частоту напряжения статорных обмоток, определяющих скорость вращения электродвигателя, может осуществляться частотно-токовым способом (см. гл. IV настоящей книги), при котором входной сигнал определяет величину тока в статорных обмотках, т. е. момент на валу электродвигателя. В этом случае в приводе с асинхронным электродвигателем частота вращения ротора вместе с частотой, зависящей от входного сигнала, определяет выходную частоту токов статора. В приводе с синхронным электродвигателем частота вращения ротора независимо от входного сигнала определяет частоту синусоидальных токов, вырабатываемых силовой частью привода для питания статорных обмоток.

Привод с частотно-токовым управлением имеет идеально «мягкую» механическую характеристику (момент не зависит от угловой скорости вала и определяется входным сигналом). Это обстоятельство не имеет принципиального значения, так как электродвигатель-маховик используется в замкнутой системе регулирования. В скоростной системе регулирования с асинхронным электродвигателем, электронной схемой управления и полупроводниковым усилителем при частотно-токовом управлении можно обеспечить жесткость механической характеристики не хуже 0,35%, а с синхронным электродвигателем с электронной схемой управления и полупроводниковым усилителем — не хуже 0,25%.

Применение частотно-токового управления асинхронными и синхронными электродвигателями переменного тока представляет определенный практический интерес, так как позволяет получить новые качества этих электродвигателей, такие как плавный пуск, торможение, большая перегрузочная способность. Однако в настоящее время на пути широкого внедрения электродвигателей с частотно-токовым управлением имеется немало трудностей.

Наиболее подходящим среди электродвигателей переменного тока для применения в качестве привода маховиков является двухфазный асинхронный электродвигатель. Регулирование угловой скорости вращения такого электродвигателя осуществляется изменением аплитуды напряжения в обмотке управления, что позволяет плавно изменять скорость вращения от нуля до максимальной. К основным достоинствам двухфазного асинхронного электродвигателя следует отнести: отсутствие щеток и коллектора, простоту усиления управляющего сигнала усилителем переменного тока, а также возможность обеспечения постоянства электромагнитного момента в широком диапазоне изменения угловой скорости вращения. Он имеет приемлемую линейность моментной характеристики и к. п. д. при максимальной выходной мощности примерно 30%.

Одним из недостатков этого типа электродвигателей является значительная мощность холостого хода, так как обмотка возбуждения электродвигателя питается непрерывно. Мощность холостого хода можно уменьшить путем соответствующего перераспределения мощностей обмоток управления и возбуждения [10].

В настоящее время в качестве привода маховиков в основном применяются двухфазные асинхронные электродвигатели переменного тока. Весьма перспективной для применения в качестве электродвигателя-маховика считается инерциальная сфера (шаровой маховик), позволяющая управлять аппаратом одновременно относительно трех осей.

Электродвигатель-маховик с двухфазным асинхронным электродвигателем. Двухфазные асинхронные электродвигатели достаточно широко применяются в системах автоматического регулирования.

Статор электродвигателя имеет две обмотки, которые укладываются в пазы пакета из железных пластин так, чтобы их магнитные оси были взаимно перпендикулярными (рис. III.18, *а*).

Одна из обмоток статора является возбуждающей и подключается к источнику питания переменного тока с фиксированным напряжением $U_в$. Вторая обмотка (управляющая) обычно питается напряжением переменного тока $U_у$ той же частоты, что и напряжение возбуждения, но через управляющий усилитель.

Изменение направления вращения достигается изменением фазы управляющего напряжения на 180°. Для получения фазового сдвига в 90° последовательно с управляющей обмоткой включают емкость C (рис. III.18, *а*).

Линеаризованная передаточная функция электродвигателя-маховика. При выводе передаточной функции двухфазного асинхронного электродвигателя-маховика принимаем следующие допущения:

пренебрегаем электрическими переходными процессами в обмотках электродвигателя, скорость протекания которых определяется величиной электрической постоянной времени. Возможность такого упрощенного рассмотрения обусловлена двумя факторами: повышенной несущей частотой ($f \geqslant 400$ Гц) напряжений $U_у$, $U_в$ и увеличенным по сравнению с обычным двухфазным электродвигателем моментом

инерции, что является основной специфической особенностью электродвигателя-маховика;

пренебрегаем возможностью реакции ротора электродвигателя-маховика, вследствие его значительного момента инерции, на колебания вращающего момента удвоенной несущей частоты.

При этих условиях работа двухфазного асинхронного электродвигателя-маховика, принципиальная схема которого изображена на

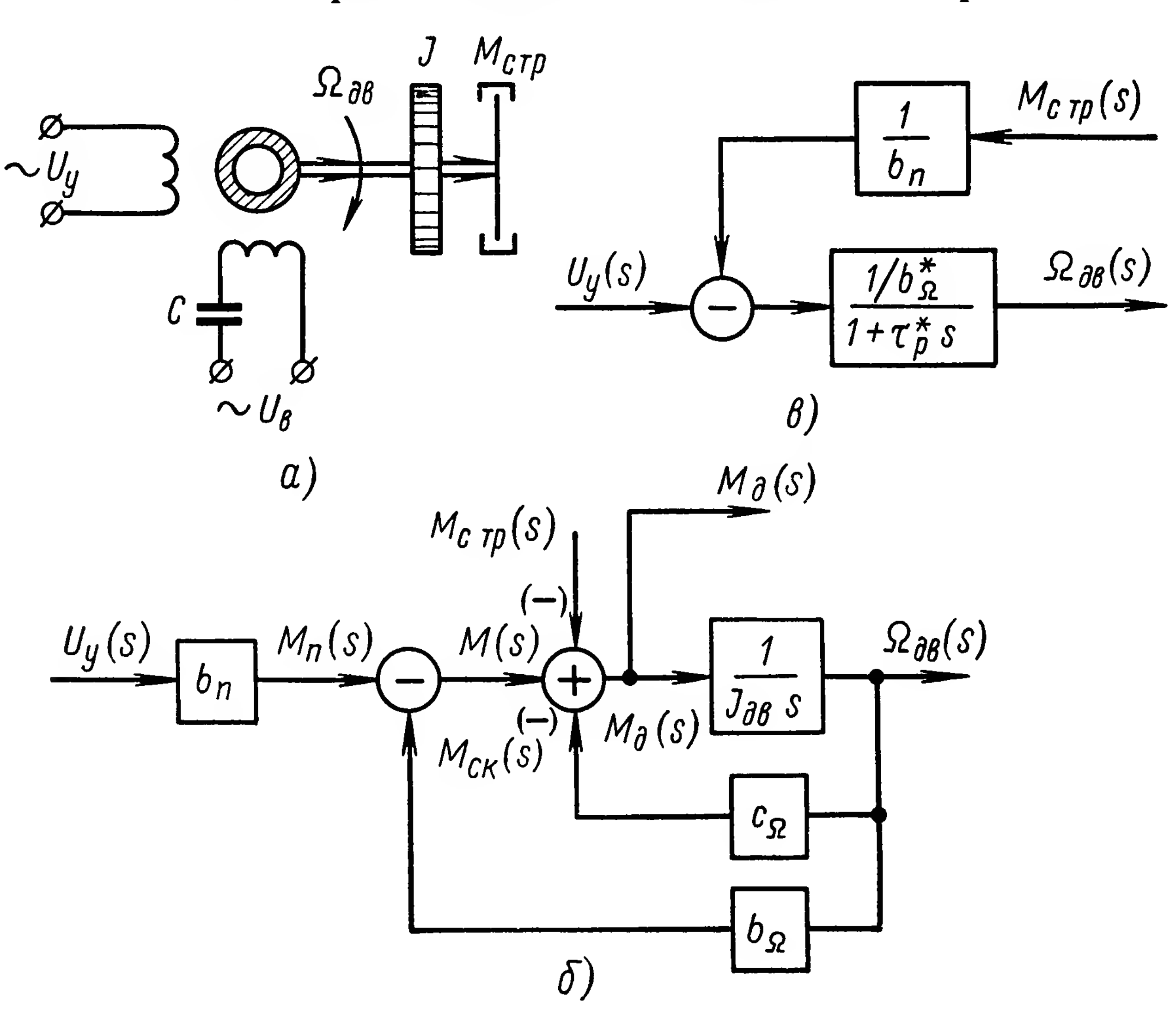


Рис. III.18. Схемы электродвигателя-маховика с двухфазным асинхронным электродвигателем:

а — принципиальная электрическая схема; *б* — структурная схема; *в* — структурная схема, соответствующая передаточной функции электродвигателя-маховика

рис. III.18, *а*, может быть описана следующими упрощенными преобразованными по Лапласу линеаризованными уравнениями:

уравнение пускового момента

$$M_{п}(s) = b_{п} U_{у}(s); \tag{III.192}$$

уравнение электромагнитного вращающего момента, развиваемого электродвигателем,

$$M(s) = M_{п}(s) - b_{\Omega} \Omega_{дв}(s); \tag{III.193}$$

уравнение моментов на валу электродвигателя

$$M(s) = I_{дв} s \Omega_{дв}(s) + c_{\Omega} \Omega_{дв}(s) + M_{с\ тр}(s), \tag{III.194}$$

где $M_{п}$ — пусковой момент электродвигателя;

$U_{у}$ — управляющее напряжение, приложенное к обмотке управления;

$b_{п}$ — коэффициент пропорциональности между пусковым моментом и управляющим напряжением;

b_{Ω} — коэффициент демпфирования.

Коэффициенты $b_п$ и b_Ω обычно определяются по экспериментальным линеаризованным пусковой и механической характеристикам электродвигателя.

Структурная схема электродвигателя-маховика, соответствующая уравнениям (III.192) — (III.194), показана на рис. III.18, *б*.

Исключая из уравнений (III.192) — (III.194) переменные $M_п(s)$, $M(s)$ и $M_д(s)$, получим уравнение, связывающее управляющее напряжение $U_у(s)$ со скоростью электродвигателя-маховика и статическим моментом сухого трения, т. е.

$$U_у(s) = \frac{b_\Omega}{b_п}\left(1 + \frac{c_\Omega}{b_\Omega}\right)\left(1 + \frac{\tau_р s}{1 + \frac{c_\Omega}{b_\Omega}}\right)\Omega_{дв}(s) + \frac{1}{b_п} M_{с\,тр}(s),$$

где $\tau_р = \frac{I_{дв}}{b_\Omega}$ — постоянная времени разгона электродвигателя (электромеханическая постоянная времени).

Введя обозначения:

$$b_\Omega^* = \frac{b_\Omega}{b_п}\left(1 + \frac{c_\Omega}{b_\Omega}\right) \quad и \quad \tau_р^* = \frac{\tau_р}{1 + \frac{c_\Omega}{b_\Omega}},$$

окончательно получим

$$U_у(s) = b_\Omega^*(1 + \tau_р^* s)\,\Omega_{дв}(s) + \frac{1}{b_п} M_{с\,тр}(s). \qquad (III.195)$$

Нетрудно заметить, что уравнения рассмотренных электродвигателей-маховиков переменного тока (III.195) и постоянного тока являются однотипными. На рис. III.18, *в* в соответствии с уравнением (III.195) показана структурная схема двухфазного асинхронного электродвигателя-маховика переменного тока.

Положив в уравнении (III.195) $M_{с\,тр} = 0$, найдем передаточную функцию электродвигателя-маховика по отношению к управляющему воздействию:

$$W(s) = \frac{\Omega_{дв}(s)}{U_у(s)} = \frac{1/b_\Omega^*}{1 + \tau_р^* s}. \qquad (III.196)$$

К о н с т р у к т и в н о е и с п о л н е н и е э л е к т р о д в и г а т е л я - м а х о в и к а. На рис. III.19 приведен внешний вид электродвигателя-маховика с двухфазным асинхронным электродвигателем для систем ориентации метеорологических спутников [12].

Электродвигатель-маховик имеет следующие характеристики:

Момент инерции, кГм · с²	4,2 · 10⁻⁴
Пусковой момент, Г · см	72,5
Пусковая мощность (обе фазы), Вт	4,6
Тахогенератор	двухфазный с постоянным магнитом
Наружный диаметр, мм	152
Ширина, мм	76
Синхронная частота вращения, об/мин	1500
Масса, кг	2,2

Ступица *1* маховика выполнена из титана, а внешний обод *2* из нержавеющей стали или вольфрама. При сборке электродвигателя-маховика вращающиеся части тщательно балансируются. В конструкции маховика применены серийные подшипники. Кольца и шарики подшипников сделаны из нержавеющей стали, коэффициент линейного расширения которой очень близок к коэффициенту линейного расширения титана, из которого сделаны вал *3* и корпус электродвигателя-маховика *4*. Для увеличения срока службы подшипников в конструкции подшипникового узла предусмотрены смазочные резервуары *5*, заполняемые вакуумной смазкой.

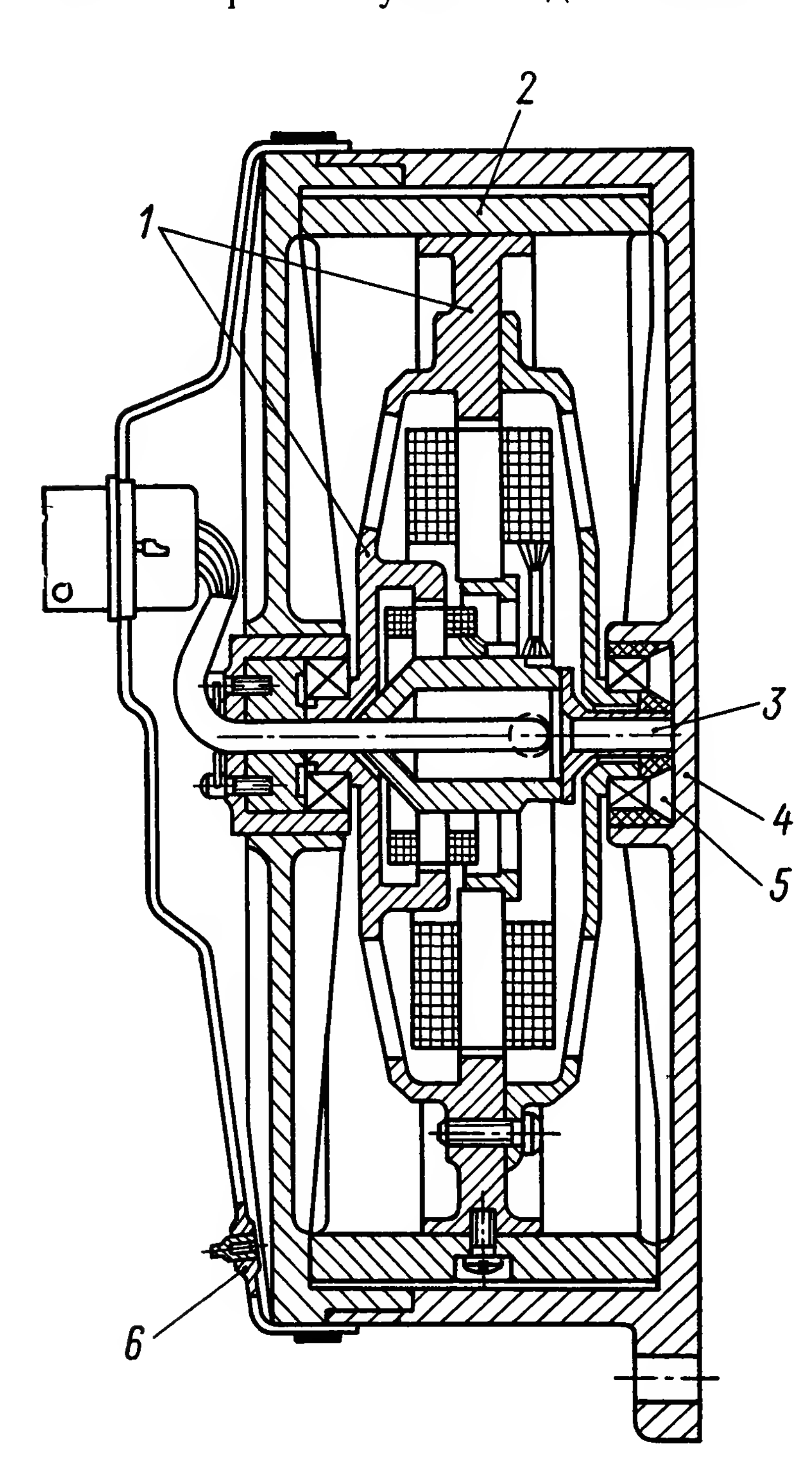


Рис. III.19. Внешний вид электродвигателя-маховика с двухфазным асинхронным электродвигателем

Корпус электродвигателя-маховика, обеспечивая герметизацию вращающихся частей, выполняет роль элемента теплоотвода.

Для уменьшения величины аэродинамического трения внутренняя полость электродвигателя-маховика после герметизации через штуцер *6* заполняется газовым составом, состоящим из смеси 2% кислорода и 98% гелия.

Инерциальная сфера (шаровой электродвигатель-маховик) наиболее полно удовлетворяет требованиям, предъявляемым к исполнительным элементам систем ориентации и стабилизации космических аппаратов, особенно аппаратов с длительным сроком активного существования и требующих высокой точности управления [9].

Инерциальная сфера представляет собой асинхронный электродвигатель, имеющий три статорные обмотки, расположенные по внутренней поверхности сферического корпуса в трех ортогональных плоскостях, и ротор (маховик) в виде полого шара из электропроводящего материала. В проводящей сферической оболочке наводятся вихревые токи, которые, взаимодействуя с приложенным магнитным полем, сообщают сфере ускорение относительно оси вращения магнитного поля. Поскольку причиной ускорения является относительное вращение сферы и магнитного поля, сфера не может иметь угловую скорость вращения выше максимальной скорости вращения магнитного поля.

Для получения вращающего момента относительно любой оси необходимо генерировать магнитное поле, вращающееся вокруг этой оси. Вращение магнитного поля в любом заданном направлении осуществляется путем соответствующего изменения токов возбуждения в статорных обмотках инерциальной сферы.

Выражение для вращающего момента, создаваемого инерциальной сферой, может быть получено с использованием теории асинхронных электродвигателей с полым ротором. При вращении однородного

магнитного поля с индукцией B, с угловой скоростью ω относительно полой сферы возникает момент M, равный (в единицах системы CGS):

$$M=\frac{2\pi\delta r^4\omega B^2\cdot 10^{-9}}{3\rho\left[1+\left(\frac{4\pi r\delta\omega}{3\cdot 10^9\rho}\right)^2\right]}, \qquad (III.197)$$

где r — радиус сферы;

δ — толщина стенки сферы;

ρ — удельное сопротивление материала сферы.

Полагая $\omega_m=\frac{3\cdot 10^9\rho}{4\pi r\delta}$, можно записать

$$M=\frac{B^2r^3}{4}\left[\frac{2\omega/\omega_m}{1+(\omega/\omega_m)^2}\right]. \qquad (III.198)$$

Выражение в квадратных скобках достигает максимального значения, равного единице при $\omega=\omega_m$. Следовательно, максимально возможный момент, создаваемый инерциальной сферой, зависит только от индукции магнитного поля B и радиуса сферы r.

Действие внешнего возмущающего момента на космический аппарат вызывает накопление кинетического момента инерциальной сферой, что проявляется во вращении сферы. Для снятия накопленного кинетического момента с инерциальной сферы целесообразно использовать магнитное поле Земли. Кинетический момент в этом случае будет гаситься за счет взаимодействия вихревых токов с магнитным полем Земли. При этом выбор величины магнитной индукции B и радиуса сферы r производится из того условия, чтобы момент, развиваемый сферой при индукции B, соответствующей индукции магнитного поля Земли, был бы больше среднего по времени результирующего возмущающего момента, действующего на аппарат. Эффективное снятие накопленного кинетического момента с электродвигателя-маховика ограничено высотами, где напряженность магнитного поля Земли значительна. Однако несомненным преимуществом такой системы разгрузки является отсутствие газовых сопл и других вспомогательных устройств, в результате чего в процессе разгрузки не расходуется рабочее тело.

Для нормального функционирования сферический маховик должен удерживаться внутри сферического корпуса в свободно подвешенном состоянии. Центрирование сферы в подвешенном состоянии может осуществляться с помощью газовых подшипников, пространственно неоднородного высокочастотного магнитного поля или электростатического поля. Подвешивание с помощью газового подшипника конструктивно проще и имеет весовые и энергетические преимущества перед другими методами подвеса [11].

Сферический электродвигатель-маховик имеет существенные преимущества перед другими типами электродвигателей-маховиков, установленных по трем осям аппарата. Свободная подвеска ротора практически исключает влияние трения и вибраций на качество работы электродвигателя-маховика. Поскольку сфера — симметричное тело, то она позволяет управлять угловыми движениями аппарата одновре-

менно вокруг трех осей. Сферический маховик гироскопически не связан с корпусом аппарата, в результате чего в системе управления со сферическим маховиком отсутствует гироскопическая взаимосвязь между осями управления, всегда имеющая место в системах управления с тремя электродвигателями-маховиками. Отсутствие подшипников повышает надежность конструкции и позволяет реализовать систему с большим сроком службы. Кроме того, система управления со сферическим маховиком имеет преимущество в весе по сравнению с системой с тремя маховиками.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Иосифьян А. Г., Каган Б. М.** Основы следящего привода. М., Госэнергоиздат, 1954, с. 157—179.

2. **Основы** автоматического регулирования, т. II. под редакцией Солодовникова В. В. М., Машгиз, 1959, с. 531—572.

3. **Садовский И. М.** Асинхронный серводвигатель как элемент схемы регулирования. Автоматика и телемеханика, 1952, № 6, с. 669—674.

4. **Собжик А.** Стабилизация сервомеханизмов на несущей частоте. «Механика», вып. II и III, 1950, с. 84—109.

5. **Титов В. К.** Передаточная функция двухфазного асинхронного двигателя. Сборник статей под редакцией Солодовникова В. В. М., Оборонгиз, 1955, с. 5—23.

6. **Титов В. К.** Анализ работы системы автоматического регулирования переменного тока методом эквивалентной передаточной функции постоянного тока. Автоматическое управление и вычислительная техника, вып. 5. М., Машгиз, 1962, с. 120—150.

7. **Чернов Е. И.** Исследование маломощного сервомеханизма на переменном токе. — «Автоматика и телемеханика», т. 13, № 1, 1952, с. 13—27.

8. **Чечет Ю. С.** Управляемый асинхронный двигатель с полым ротором. М., Госэнергоиздат, 1955.

9. **Херинг** (Hering K. W.), **Хафнейгель** (Hufnagel R. E.). Система с инерциальной сферой для управления угловым положением искусственных спутников Земли. — «Вопросы ракетной техники», 1961, № 8, с. 33—39.

10. **Froelich R. W., Potapoff H.** Reaction Wheel Attitude Control for Space Vehicles. «IRE Transactions on Automatic Control». 1959, v. AC — 4, № 3, p. 139—143.

11. **Mueller F. K., Pothe H. C.** Spherical flywheel for attitude control. «Space/Aeronautic». 1963, v. 40, № 7, p. 96.

12. **Reaction** Wheels for Advent and Nimbus Attitude Control. «Space/Aeronautic», 1962, v. 38, pt. 1, № 6, p. 159—161.

ГЛАВА IV

ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА С МНОГОФАЗНЫМИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Рассмотрим электрические приводы, в которых в качестве исполнительных элементов используются многофазные электродвигатели переменного тока. У этих электродвигателей число фаз статорной (роторной) обмотки равно двум и более [23]. Электропривод, помимо электродвигателя, содержит преобразователь энергии для его питания и схему управления. Угловая скорость вращения электродвигателей определяется частотой питающего многофазного напряжения. Это используется для управления частотой вращения электродвигателя [19, 20]. Такое управление является самым экономичным. Например, при использовании двухфазного электродвигателя в приводе с экономичным способом управления его к. п. д. не менее 80%, а при амплитудном управлении и постоянной частоте питания — не более 30%.

Области применения приводов с многофазными электродвигателями — приводов переменного тока — во многом определяются свойствами самих электродвигателей. Во-первых, средняя частота вращения электродвигателей, например синхронных, строго соответствует частоте питающего напряжения. Поэтому приводы с этими электродвигателями используют в разомкнутых системах для синхронного регулирования скорости многих объектов (веретен ткацких станков, рольгангов прокатных станов и др.) [20].

При задании частоты от прецизионного генератора (кварцевого или камертонного) приводы с синхронными электродвигателями используют для получения высокоточного вращения антенн телескопов.

Во-вторых, многие электродвигатели (асинхронные короткозамкнутые, синхронные реактивные и др. [23]) являются бесконтактными — не имеют коллектора и щеток. Приводы с такими электродвигателями применяют для объектов регулирования, располагающихся в агрессивных средах, взрывоопасных помещениях или в условиях, в которых затруднено проведение профилактических работ, например под водой, в космическом пространстве и т. д.

В-третьих, электродвигатели переменного тока имеют малое отношение момента инерции к электромагнитному моменту [19], поэтому их применяют в приводах с высоким быстродействием.

В-четвертых, асинхронные электродвигатели с фазным ротором могут работать в качестве силового электромеханического дифференциала, поэтому их применяют в случаях, когда необходимо осуществлять двухканальное управление нагрузкой.

В-пятых, электродвигатели с электромеханической редукцией имеют большой момент при относительно малой массе и низкой угловой скорости. Приводы с такими электродвигателями находят применение в системах, в которых использование механических редукторов недопустимо из-за того, что последние вносят в контур регулирования люфты и упругие деформации.

Кроме того, электродвигатели переменного тока являются самыми простыми, экономичными, дешевыми и надежными. Однако, несмотря на высокие технико-экономические показатели многофазных электродвигателей, приводы переменного тока не могут конкурировать с приводами постоянного тока по ряду причин. Основная причина связана с трудностью создания преобразователя энергии промышленных источников напряжения.

Другая причина заключается в относительной сложности схем управления, возникающей из-за необходимости реализации функциональных зависимостей для амплитуды и частоты питающего напряжения (тока).

1. КОНСТРУКЦИЯ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ МНОГОФАЗНЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

Наиболее распространенной является конструкция многофазных электродвигателей переменного тока с внешним статором и внутренним ротором, магнитопроводящие сердечники которых набираются из листов электротехнической стали [23]. На внутренней поверхности сердечника статора равномерно распределены пазы, в которых размещаются проводники обмотки с числом фаз $m \geqslant 2$. Наибольшее распространение имеют электродвигатели с трехфазной обмоткой на статоре — трехфазные электродвигатели. Многофазная обмотка на статоре предназначается для образования вращающегося магнитного поля электродвигателя, при этом число полюсов этого поля определяется схемой обмотки. В соответствии с этим электродвигатели переменного тока характеризуют числом полюсов, равным $2p$, где p — число пар полюсов.

Различие электродвигателей переменного тока заключается в конструкции их роторов. У асинхронного короткозамкнутого электродвигателя сердечник ротора имеет форму цилиндра, на внешней поверхности которого находятся пазы. В них размещаются стержни из меди, медных сплавов или алюминия. По торцам ротора стержни соединяются кольцами.

Асинхронный электродвигатель с фазным ротором отличается от короткозамкнутого тем, что его многофазная роторная обмотка образуется из отдельных проводников (витков), размещенных в пазах ротора так же, как и проводники обмотки статора. При этом концы обмотки ротора с помощью контактных колец и щеточного устройства

выводятся на наружный щит электродвигателя и могут быть закорочены или подключены к многофазной сети, как и концы обмотки статора.

Магнитная система асинхронных электродвигателей неявнополюсная с равномерным воздушным зазором.

Процесс преобразования электрической энергии в механическую, например в короткозамкнутом электродвигателе, происходит следующим образом. Источник многофазного напряжения, подключенный к статорным обмоткам, формирует в магнитной системе электродвигателя вращающееся поле, угловая скорость вращения которого строго определяется частотой многофазного напряжения. Ротор электродвигателя вращается несколько медленнее поля (скользит относительно поля) и за счет этого в его короткозамкнутых обмотках наводится э. д. с., которая создает токи ротора. Взаимодействуя с магнитным полем, эти токи образуют вращающий момент электродвигателя.

Таким образом, угловая скорость вращения ротора асинхронного короткозамкнутого электродвигателя определяется угловой скоростью поля (частотой многофазного напряжения), однако она принципиально отличается от угловой скорости поля на некоторую небольшую величину — угловую скорость скольжения ротора относительно поля.

У синхронных электродвигателей на роторе располагается обмотка постоянного тока — обмотка возбуждения, которая подключается к источнику постоянного напряжения через кольца и щеточное устройство. Проводники этой обмотки распределяют или в больших пазах, число которых равно числу полюсов (явнополюсные электродвигатели), или в относительно небольших пазах, аналогичных пазам ротора асинхронного электродвигателя (неявнополюсные электродвигатели).

Источник многофазного напряжения, подключаемый к обмоткам статора синхронного электродвигателя, создает вращающееся магнитное поле статора. С помощью обмотки возбуждения создается магнитное поле ротора, которое взаимодействует с полем статора. В результате этого возникает электромагнитный момент, заставляющий ротор вращаться синхронно с магнитным полем статора.

У бесконтактного синхронного электродвигателя магнитное поле ротора создается постоянными магнитами.

Бесконтактным является также синхронный реактивный электродвигатель, на явнополюсном роторе которого нет обмотки возбуждения. Электромагнитный момент такого электродвигателя возникает за счет магнитной несимметрии ротора, при этом его угловая скорость вращения равна угловой скорости поля статора.

Выпускаемые промышленностью синхронные электродвигатели, как правило, имеют на роторе короткозамкнутую обмотку в виде беличьей клетки. Такая конструкция ротора позволяет осуществлять пуск электродвигателей при постоянной частоте источника питания за счет возникновения асинхронного вращающего момента.

Особую группу электродвигателей переменного тока представляют тихоходные электродвигатели с электромеханической редукцией, например, синхронные редукторные электродвигатели реактивного типа (СРД-Р), синхронные редукторные электродвигатели с аксиаль-

ным возбуждением (СРД-А), электродвигатели с катящимся ротором (ДКР), электродвигатели с волновым ротором и др. [1], [19], [23]. Обмотки этих электродвигателей выполняются аналогично обмоткам асинхронных и синхронных электродвигателей.

Электродвигатели с электромеханической редукцией характеризуются частотным коэффициентом редукции K_ω, определяемым как отношение угловой скорости вращения вектора напряжения многофазного источника к угловой скорости ротора. Если направления вращений магнитного поля в электродвигателе и ротора совпадают, то коэффициент K_ω имеет знак плюс и наоборот.

У редукторных электродвигателей соблюдается определенное соотношение между числами зубцов Z_1 и Z_2 статора и ротора. При конструировании выбирают такую конфигурацию пазов статора и ротора, при которой высшие зубцовые гармоники относительных проводимостей оказываются минимально возможными. Ротор редукторных электродвигателей вращается в одну сторону с магнитным полем в случае $Z_1 < Z_2$ (K_ω имеет знак плюс). У СРД-Р обмотка имеется только на статоре и выполняется условие $Z_1 - Z_2 = \pm 2p$. Величина частотного коэффициента редукции равна $Z_2/2$.

У СРД-А, помимо многофазной статорной обмотки, имеется обмотка аксиального возбуждения и выполняется условие $Z_1 - Z_2 = \pm p$. При этом величина K_ω равна числу зубцов ротора Z_2. Конструкцию, отличную от конструкции редукторных электродвигателей, имеет ДКР, у которого ротор располагается в расточке статора эксцентрично. В воздушном зазоре электродвигателя складываются вращающееся поле статора и неподвижное поле аксиального возбуждения, в результате чего на ротор действуют силы одностороннего притяжения и он обкатывает внутреннюю поверхность статора с частотой вращения поля статора. Одновременно ротор поворачивается вокруг своей оси. Величина частотного коэффициента редукции ДКР равна $D_2/\,|D_2 - D_1|$, где D_1 — диаметр внутренней расточки статора, а D_2 — диаметр ротора.

У рассмотренного ДКР $D_1 > D_2$ и ротор вращается в сторону, противоположную направлению вращения магнитного поля статора (K_ω имеет знак минус).

Таким образом, частота вращения ротора у электродвигателей с электромеханической редукцией в K_ω раз меньше частоты вращения вектора напряжения многофазного источника. При этом электромагнитные моменты электродвигателей значительно больше моментов обычных машин при одной и той же массе.

2. ЧАСТОТНЫЙ И ЧАСТОТНО-ТОКОВЫЙ МЕТОДЫ УПРАВЛЕНИЯ

Так как угловая скорость вращения многофазных электродвигателей определяется частотой питающего напряжения (тока), то для управления угловой скоростью электродвигателей необходимо изменять частоту напряжения (тока).

Частотный и частотно-токовый методы являются наиболее распространенными экономичными способами управления многофазными электродвигателями.

При частотном методе управления частота напряжения питания электродвигателя является независимым управляющим параметром, задаваемым входным сигналом привода переменного тока [20], [25], [26]. Поэтому при частотном управлении угловая скорость вращения вала привода определяется входным сигналом. Механические характеристики привода с частотным управлением — жесткие. Уравновешивание момента нагрузки на валу электродвигателя происходит за счет изменения тока якоря (как и в электродвигателе постоянного тока) благодаря саморегулированию, которое свойственно всем электрическим машинам. Для обеспечения тех или иных характеристик привода, а также для получения требуемых режимов работы электродвигателя, например с постоянным магнитным потоком, при частотном управлении амплитуду напряжения статора формируют в общем случае в функции задаваемой частоты, момента и скорости нагрузки.

Таким образом, при частотном управлении формируют частоту и амплитуду питающего электродвигатель напряжения, но только частота является независимым параметром. Приводы с частотным управлением находят основное применение в разомкнутых системах регулирования скорости.

При частотно-токовом управлении независимым параметром является амплитуда тока, питающего электродвигатель [3], [15], [19].

В общем случае амплитуда тока электродвигателя формируется с помощью двух входных сигналов: для управления моментом, для управления магнитным потоком электродвигателя. Частота изменения токов электродвигателя при частотно-токовом управлении в отличие от частотного не является независимым параметром, а образуется за счет положительной обратной связи по угловой скорости или ротора, или магнитного потока, или э. д. с.

Механические характеристики привода с частотно-токовым управлением — мягкие. Поэтому его в основном применяют в замкнутых скоростных и позиционных системах регулирования.

Приводы с частотно-токовым управлением используют в разомкнутых системах регулирования, например с нагрузкой вентиляторного типа, или в оптимальных системах, где требуется изменение ускорения (момента) на валу привода по программе.

Рассмотрим приводы с частотным и частотно-токовым управлением, которые наиболее полно отвечают требованиям, предъявляемым к приводам систем автоматического регулирования, например приводы, в которых обеспечивается режим работы электродвигателя с постоянным магнитным потоком. У них достигается большая перегрузочная способность по моменту электродвигателя, а также быстродействие по сравнению с приводами, в которых не обеспечивается постоянство магнитного потока электродвигателя.

Учитывая широкое распространение двухполюсных трехфазных электродвигателей, в качестве примеров ниже будем рассматривать приводы с этими электродвигателями при допущениях об отсутствии у них насыщения магнитопривода, электрических потерь в стали и механических потерь на валу, что практически не влияет на расчетные характеристики приводов [13], [19].

Приведенные выше определения частотного и частотно-токового управления справедливы только для установившихся режимов работы электродвигателя, когда питающие его напряжения и токи являются гармоническими функциями. Эти определения отражают связи входных сигналов привода лишь с амплитудами токов и напряжений электродвигателя и потому не являются строгими.

В общем случае определения указанных способов управления учитывают тип электродвигателя и раскрывают связи входных сигналов с мгновенными значениями питающих электродвигатель токов и напряжений [19]. Такие определения являются сложными и ими пользуются при специальных исследованиях приводов переменного тока. Данные выше определения частотного и частотно-токового управлений достаточно просты и удобны для пояснений этих способов.

3. ПРИВОД ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С ЧАСТОТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Как уже отмечалось, в приводах переменного тока с частотным управлением входной сигнал задает частоту изменения напряжения питания электродвигателя и тем самым определяет угловую скорость вращения вала привода. Для синхронных электродвигателей связь между частотой напряжения питания и угловой скоростью вала является жесткой и независимой от величины момента нагрузки. Для асинхронного электродвигателя эта связь не является такой жесткой, как для синхронного, что вытекает из принципа его работы, согласно которому ротор должен иметь скольжение относительно магнитного поля электродвигателя. Такая зависимость частоты вращения вала от входного сигнала является положительным свойством привода с частотным управлением и позволяет с успехом применять его в точных системах регулирования скорости без обратных связей по угловой скорости вала.

Амплитуда напряжения питания электродвигателя (действующее значение напряжения фазы) в общем случае формируется в зависимости от входного сигнала, требуемого режима работы электродвигателя и параметров нагрузки.

Желательный режим работы электродвигателя переменного тока с постоянным магнитным потоком может быть осуществлен применением в приводе внутренней замкнутой цепи автоматического регулирования потока [25], [30]. При этом возможно косвенное и непосредственное регулирование величины магнитного потока электродвигателя. В приводах с косвенным регулированием измеряют не сам поток, а действующее значение э. д. с. E_1 фазы электродвигателя и используют его в качестве сигнала обратной связи в контуре регулирования потока, сигналом задания для которого служит входной сигнал привода $u_{вх}$. Для определения действующего значения э. д. с. фазы электродвигателя применяют вычислительное устройство, входными величинами для которого являются напряжения и токи фаз электродвигателя. Так как действующее значение э. д. с. фазы электродвигателя пропорционально магнитному потоку и частоте напряжения питания, которая пропорциональна, в свою очередь, входному сигналу при-

вода, то регулирование действующего значения напряжения питания электродвигателя по результатам сравнения сигналов E_1 и $u_{вх}$ приводит к постоянству величины магнитного потока электродвигателя.

В приводах с непосредственным регулированием потока измеряют составляющие потока, например по двум ортогональным осям электродвигателя, по ним вычисляют величину потока и используют ее в качестве сигнала обратной связи в контуре регулирования потока, на вход которого подается отдельный сигнал задания потока. Определение составляющих потока ведут с помощью датчиков э. д. с. Холла.

На рис. IV.1 приведена функциональная схема привода с частотным управлением (с косвенным регулированием потока). Электродвигатель переменного тока (*ЭДв*) питается напряжением с действующим значением U_1 частоты $f_1 = \Omega_1/2\pi$ от преобразователя энергии (*ПЭ*). В вычислительное устройство (*ВУ*) поступают напряжения и токи, питающие электродвигатель. На выходе *ВУ* формируется сигнал E, пропорциональный действующему значению э. д. с. фазы электродвигателя E_1. Этот сигнал сравнивается с входным сигналом привода $u_{вх}$. Результат сравнения поступает на регулятор напряжения (*РН*), который воздействует на *ПЭ* по каналу управления амплитудой (действующим значением) напряжения питания электродвигателя.

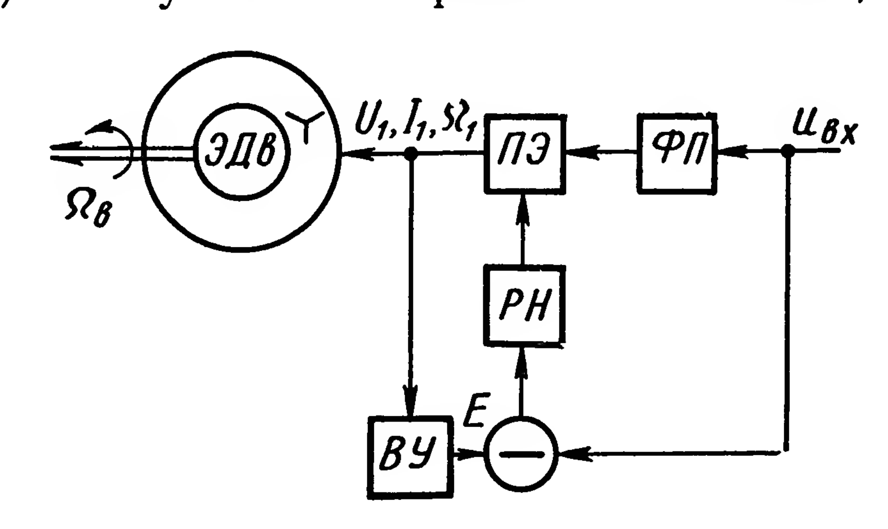


Рис. IV.1. Функциональная схема привода переменного тока с частотным управлением

В канал управления частотой напряжения питания электродвигателя включен функциональный преобразователь (*ФП*), который по сигналу $u_{вх}$ формирует сигналы управления для *ПЭ*, задавая тем самым круговую частоту Ω_1 напряжения U_1 на его выходе. Поскольку Ω_1 определяет угловую скорость вала $\Omega_в$ электродвигателя, то, следовательно, сигнал $u_{вх}$ задает скорость привода. Канал управления частотой напряжения питания электродвигателя, содержащий блоки *ФП* и *ПЭ*, является каналом прямой, главной связи, а канал управления амплитудой напряжения питания, включающий блоки *ВУ*, *РН* и *ПЭ* является каналом внутренней, подчиненной обратной связи.

На рис. IV.2 приведена принципиальная схема привода с асинхронным электродвигателем *ЭДв* и электромашинным преобразователем энергии. Для упрощения на рисунках мы не будем показывать промышленные источники напряжений и цепи подключения их к элементам функциональных и принципиальных схем.

В качестве *ПЭ* используется синхронный генератор (*СГ*), обмотка возбуждения которого питается от *РН*. Вычислительное устройство (*ВУ*) содержит элемент, имитирующий активное сопротивление r_1 и индуктивность рассеяния L_1 обмотки статора асинхронного электродвигателя.

Падения напряжений на активном сопротивлении и индуктивном сопротивлении рассеяния статорной цепи образуются с помощью

трансформатора тока (*ТТ*), первичная обмотка которого включена в цепь питания фазы статора. Ко вторичной обмотке *ТТ* подключены резистор с величиной сопротивления r_1 и дроссель с индуктивностью L_1. Падения напряжений на резисторе r_1 и дросселе L_1 вычитаются из фазного напряжения *ПЭ* и полученная разность поступает на выпрямитель (*В*), на выходе которого образуется напряжение $E \sim E_1$. Разность напряжений $u_{вх}$ и E воздействует через *РН* на возбуждение *СГ*, который в конечном счете обеспечивает питание электродвигателя напряжением U_1. Частота этого напряжения определяется угловой скоростью Ω_1 вала *СГ*, которая в свою очередь, обеспечивается *ФП*. В качестве функционального преобразователя *ФП* используется тахометрическая следящая система постоянного тока. На входе этой системы сигнал $u_{вх}$ сравнивается с сигналом $u_{тг}$ тахогенератора (*ТГ*),

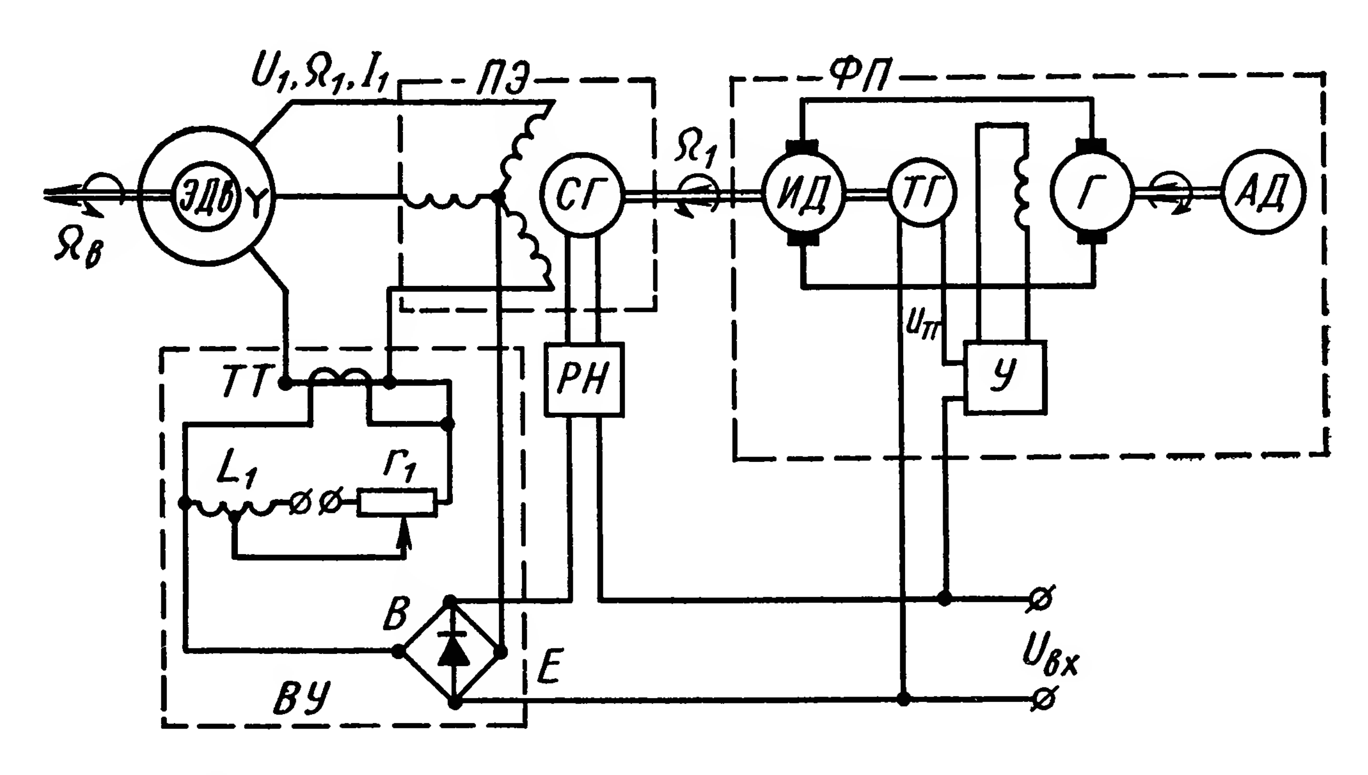


Рис. IV.2. Асинхронный привод с электромашинным преобразователем энергии

установленного на валу исполнительного электродвигателя (*ИД*). Разность указанных сигналов поступает на усилитель (*У*), питающий обмотку возбуждения генератора (*Г*), ротор которого вращается приводным асинхронным электродвигателем (*АД*). При достаточно больших коэффициентах усиления *РН* и *У* асинхронный электродвигатель *ЭДв* будет питаться напряжением U_1, обеспечивающим заданный магнитный поток электродвигателя при различных значениях $u_{вх}$.

В описанном приводе вследствие применения *СГ* в качестве *ПЭ* достаточно просто обеспечивается раздельное регулирование амплитуды и частоты напряжения питания *ЭДв*, что является достоинством данного привода. Благодаря этому свойству асинхронный привод переменного тока с *СГ* осуществляет экономичное регулирование скорости с кратностью 10 : 1 при различных мощностях на выходном валу. Нижний предел регулируемых скоростей определяется в основном свойствами *СГ*, который не может обеспечить требуемой величины напряжения U_1 при скоростях вращения его вала, близких к нулю. Объясняется это значительным выходным сопротивлением генератора и нелинейностью характеристики намагничивания его цепи возбуждения. Поэтому привод, приведенный на рис. IV.2, используют обычно как нереверсивный.

Регулировочные свойства рассмотренного асинхронного привода зависят от свойств *ФП*; они хуже, чем у привода постоянного тока.

В случае, когда погрешности *ФП* (тахометрической следящей системы постоянного тока) малы, точность задания скорости нагрузки привода определяется в основном величиной угловой скорости скольжения асинхронного электродвигателя *ЭДв*. Привод с частотным управлением с электромашинным преобразователем энергии достаточно громоздок, так как в нем используется несколько электрических машин. Динамические свойства, точность отработки заданной скорости и к. п. д. привода не высоки. Однако функциональная схема привода является простой, привод удобен в регулировке и надежен в эксплуатации. Привод применяют как разомкнутую систему дистанционного управления скоростью, когда исполнительный электродвигатель должен работать непосредственно в агрессивных или взрывоопасных средах, или когда необходимо обеспечить синхронное регулирование скорости большого числа отдельных механизмов.

В последнем случае один синхронный генератор питает несколько электродвигателей переменного тока. Отметим, что если необходимо повысить точность задания скорости нагрузки привода (см. рис. IV.2), то в качестве исполнительного используют синхронный электродвигатель. При этом точность привода будет определяться только точностью *ФП*.

На рис. IV.3 дана схема асинхронного привода, в котором предусматривается использование статического *ПЭ*, выполненного на тиристорах. В отличие от привода, показанного на рис. IV.2, используемая в *ФП* этого привода тахометрическая следящая система является маломощной и выполняет только задачу преобразования сигнала $u_{вх}$ в скорость Ω_1 (частоту f_1).

Тахометрическая система имеет усилитель, электродвигатель с тахогенератором (последние показаны на рис. IV.3 в виде одного устройства *ДГ*) и редуктор. На выходном валу системы установлен датчик углового положения (*ДУ*), типа сельсина. На вход тахометрической системы поступает сигнал $u_{вх}$, который сравнивается с сигналом обратной связи $u_{тг}$, пропорциональным скорости Ω_1 ротора *ДУ*. Пренебрегая погрешностями тахометрической системы, имеем

$$\left.\begin{aligned} \Omega_1 &= K_{вх} u_{вх}; \\ \gamma &= \int_0^t \Omega_1 dt, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(IV.1)}$$

где $K_{вх}$ — коэффициент преобразования входного сигнала;
γ — угол поворота ротора *ДУ*.

Сигнал $u_{вх}$, токи и напряжения фаз асинхронного электродвигателя *ЭДв* поступают в *ВУ*, на выходе которого формируется сигнал

$$u = \frac{1}{K_{ву}} U_1, \qquad \text{(IV.2)}$$

где $K_{\text{ву}}$ — коэффициент преобразования *ВУ*. Этот сигнал поступает на модулятор (*М*), опорным напряжением для которого служит напряжение $u_0 = U_{0m} \cos \omega t$ генератора опорного напряжения (*ГОН*), при этом $\omega = 2\pi f$ и частота f существенно больше f_1. На выходе модулятора

$$u_{\text{мод}} = K_{\text{мод}} u \operatorname{sign} \cos \omega t,$$

где $K_{\text{мод}}$ — коэффициент передачи модулятора; $\operatorname{sign} \cos \omega t$ — прямоугольные колебания с единичной амплитудой и частотой f.

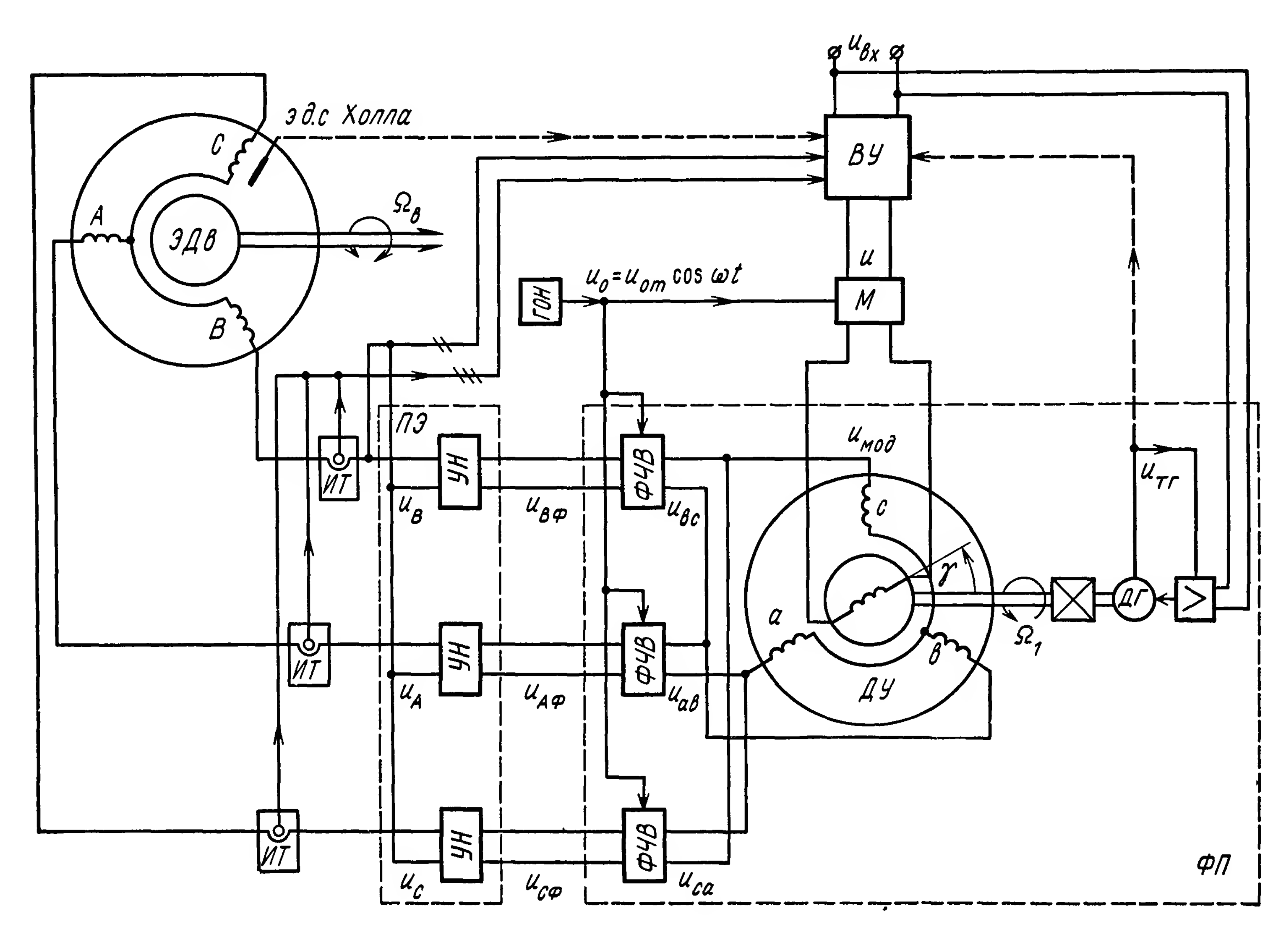


Рис. IV.3. Асинхронный привод с частотным управлением

Напряжение $u_{\text{мод}}$ питает обмотку ротора *ДУ*, со статорных обмоток которого на входы фазочувствительных выпрямителей (*ФЧВ*) поступают напряжения:

$$\left.\begin{aligned} u_{ab} &= K_{\text{мод}} K_{\text{ду}} u \cos \gamma \operatorname{sign} \cos \omega t; \\ u_{bc} &= K_{\text{мод}} K_{\text{ду}} u \cos \left(\gamma - \frac{2}{3}\pi\right) \operatorname{sign} \cos \omega t; \\ u_{ca} &= K_{\text{мод}} K_{\text{ду}} u \cos \left(\gamma - \frac{4}{3}\pi\right) \operatorname{sign} \cos \omega t, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(IV.3)}$$

где $K_{\text{ду}}$ — коэффициент передачи *ДУ*, определяемый при $\gamma = 0$ как отношение напряжения u_{ab} к напряжению $u_{\text{мод}}$. Опорным для *ФЧВ* является напряжение u_0. Выражения для напряжений на выходах

ФЧВ получают из выражений (IV.3) после умножения их на $\operatorname{sign}\cos\omega t$:

$$u_{A\Phi}=K_{\text{мод}}K_{\text{ду}}K_{\text{фчв}}u\cos\gamma\,(\operatorname{sign}\cos\omega t)^2;$$
$$u_{B\Phi}=K_{\text{мод}}K_{\text{ду}}K_{\text{фчв}}u\cos\left(\gamma-\frac{2}{3}\pi\right)(\operatorname{sign}\cos\omega t)^2;$$
$$u_{C\Phi}=K_{\text{мод}}K_{\text{ду}}K_{\text{фчв}}u\cos\left(\gamma-\frac{4}{3}\pi\right)(\operatorname{sign}\cos\omega t)^2,$$

где $K_{\text{фчв}}$ — коэффициент передачи *ФЧВ*.

Принимая во внимание, что

$$(\operatorname{sign}\cos\omega t)^2=1, \qquad \text{(IV.4)}$$

получим для напряжений на выходах силовых усилителей напряжения (*УН*), входящих в состав *ПЭ*, следующие выражения:

$$\left.\begin{aligned}u_A&=K_{\text{мод}}K_{\text{ду}}K_{\text{фчв}}K_{\text{ун}}u\cos\gamma;\\u_B&=K_{\text{мод}}K_{\text{ду}}K_{\text{фчв}}K_{\text{ун}}u\cos\left(\gamma-\frac{2}{3}\pi\right);\\u_C&=K_{\text{мод}}K_{\text{ду}}K_{\text{фчв}}K_{\text{ун}}u\cos\left(\gamma-\frac{4}{3}\pi\right),\end{aligned}\right\} \qquad \text{(IV.5)}$$

где $K_{\text{ун}}$ — коэффициент передачи *УН*.

С учетом выражения (IV.1) и (IV.2) при $K_{\text{мод}}K_{\text{ду}}K_{\text{фчв}}K_{\text{ун}}/\sqrt{2}=K_{\text{ву}}$ для установившихся режимов работы $\Omega_1=\text{const}$ и при нулевых начальных условиях для угла γ получим выражения для напряжений, питающих асинхронный электродвигатель:

$$U_A=\sqrt{2}U_1\cos\Omega_1 t;$$
$$U_B=\sqrt{2}U_1\cos\left(\Omega_1 t-\frac{2}{3}\pi\right);$$
$$U_C=\sqrt{2}U_1\cos\left(\Omega_1 t-\frac{3}{4}\pi\right).$$

Таким образом, в рассмотренном приводе электродвигатель питается напряжением с действующим значением U_1 и с частотой $f_1=\Omega_1/2\pi$, пропорциональной согласно (IV.1) сигналу $u_{\text{вх}}$.

Если привод рис. IV.3 используется как нереверсивный, то его *ВУ* не отличается от *ВУ* привода рис. IV.2. При использовании привода рис. IV.3 в реверсивных системах регулирования, требующих работы привода на низких скоростях, включая нулевую скорость, *ВУ* должно содержать имитирующие элементы для всех фаз электродвигателя. Это необходимо для точного определения э. д. с. электродвигателя на низких скоростях. В реверсивном приводе вместо *ТТ* (рис. IV.2) в каждой фазе электродвигателя применяют измеритель тока (*ИТ*), способный измерять как переменный, так и постоянный ток. Кроме этого, в *ВУ* осуществляется сравнение величины E с $|u_{\text{вх}}|$.

Для изменения знака угловой скорости $\Omega_{\text{в}}$ вала привода достаточно изменить полярность сигнала $u_{\text{вх}}$, так как это приведет к изменению

знака угловой скорости Ω_1 *ДУ*, являющейся круговой частотой напряжения питания электродвигателя.

На рис. IV.4 показаны механические характеристики реверсивного асинхронного привода (схема привода дана на рис. IV.3), построенные в относительных единицах: $\Omega_{в\ ном}$ и $M_{ном}$ — номинальные значения угловой скорости и момента на валу привода. Эти характеристики при различных сигналах $u_{вх}$ являются семейством конгруентных кривых угловой скорости $\Omega_в$ в зависимости от момента M. При этом угловая скорость $\Omega_в$ при $M = 0$ равна угловой скорости Ω_1. Характеристики имеют участки устойчивой и неустойчивой работы привода. Участки характеристик, соответствующие неустойчивой работе привода, показаны штриховой линией. Необходимо обратить внимание на то, что критический (опрокидывающий момент $M_к$) асинхронного электродвигателя с частотным управлением при постоянстве магнитного потока в 2—3 раза больше опрокидывающего момента электродвигателя, магнитный поток которого не остается постоянным (уменьшается при увеличении нагрузки). Механические характеристики асинхронного привода с частотным управлением близки к идеально жестким.

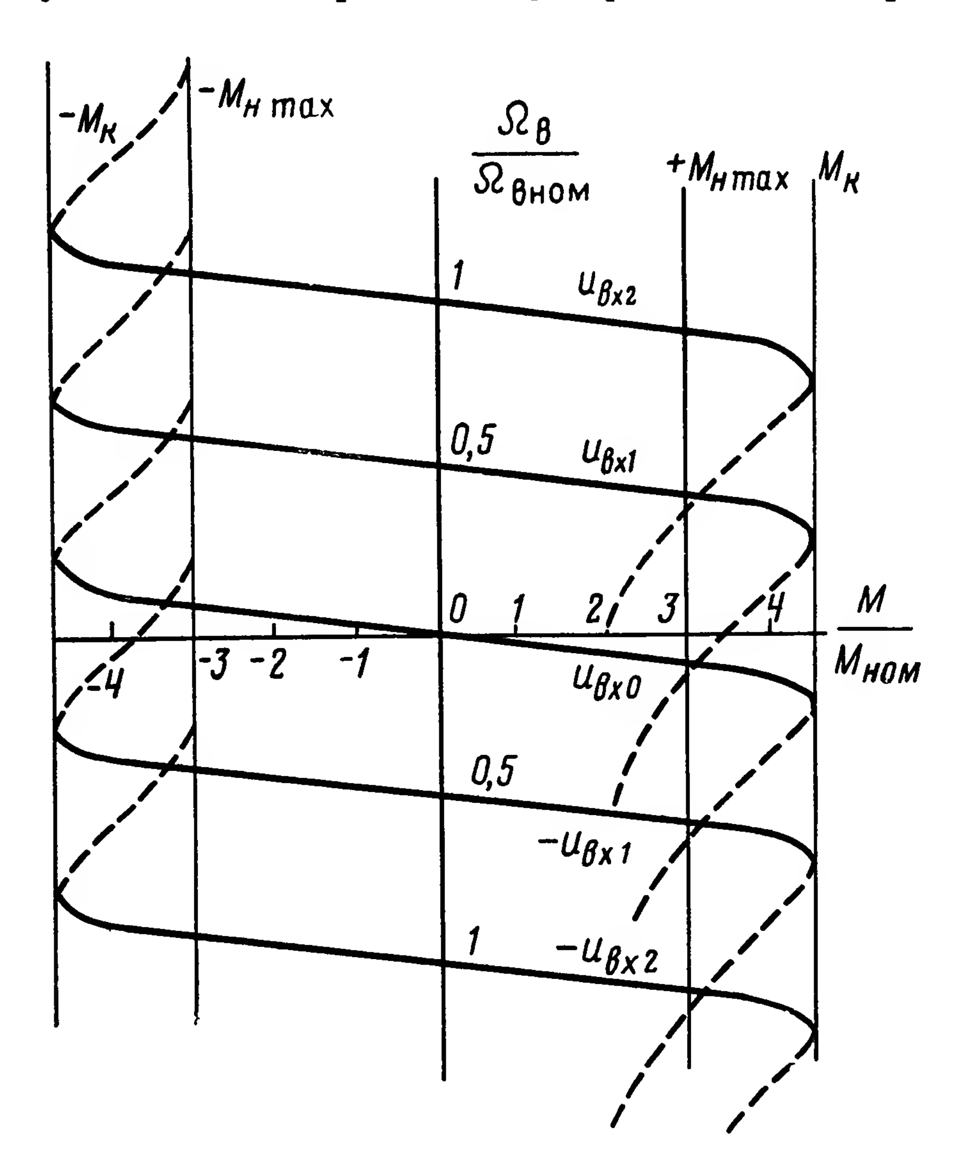


Рис. IV.4. Механические характеристики асинхронного привода с частотным управлением: $u_{вх\ 0}$ при $\Omega_1 = 0$; $u_{вх\ 1}$ при $\Omega_1 = \frac{\Omega_{вном}}{2}$; $u_{вх2}$ при $\Omega_1 = \Omega_{в\ ном}$

Жесткость характеристик, определяемая отношением $\Omega_{1\ ном} - \Omega_{2\ ном}/\Omega_{1\ ном}$, зависит от величины номинальной круговой частоты $\Omega_{2\ ном}$ токов ротора (от величины сопротивления ротора) и может быть не хуже 0,98, а у приводов с асинхронными электродвигателями, изготовленными специально для частотного управления, — не хуже 0,99.

При расчетах привода на поле механических характеристик выделяется рабочая область, которая ограничивается максимально допустимым значением момента нагрузки $M_{нmax}$, меньшим величины $M_к$. При моменте нагрузки, большем $M_к$, электродвигатель опрокидывается и в силовых цепях *ПЭ* привода возникают значительные токи короткого замыкания. Для обеспечения работы привода без опрокидывания асинхронного электродвигателя в переходных режимах ограничивают скорость изменения частоты f_1 и величины напряжения u (см. рис. IV.3). Для этих целей тахометрическую систему в *ФП* рассчитывают таким образом, чтобы она обеспечивала ускорения не больше, чем способен развить привод при заданной нагрузке. Соответ-

ствующую скорость изменения сигнала u получают введением в *ВУ* вместо $u_{вх}$ сигнала $u_{тг}$. Эта связь *ФП* с *ВУ* показана на рисунке штриховой линией. При этом динамические свойства привода ухудшаются.

Достаточная жесткость механических характеристик позволяет применять рассмотренный привод в разомкнутых системах регулирования средней скорости объектов.

Привод может быть использован также и в замкнутых системах регулирования мгновенного значения скорости или положения. Это следует из механических характеристик, согласно которым при $\Omega_1 \neq \Omega_в$ на валу электродвигателя развивается момент при любом значении $\Omega_в$, включая нулевое.

Недостатком схемы привода (см. рис. IV.3) следует считать использование имитирующих элементов в *ВУ*. Хотя схема управления приводом и является в этом случае относительно простой, э. д. с. определяется с существенными погрешностями ввиду того, что имитирующие элементы находятся в совершенно ином температурном режиме, чем обмотки электродвигателя. Это приводит к ухудшению и нестабильности характеристик привода, особенно при малых значениях частоты f_1.

Точность работы схемы управления приводом увеличивается при непосредственном измерении величины магнитного потока с помощью датчиков э. д. с. Холла, располагаемых в воздушном зазоре машины. На рис. IV.3 условно показана цепь измерения магнитного потока с помощью датчиков э. д. с. Холла. Недостатком такой схемы привода является необходимость применения по крайней мере двух датчиков (один датчик измеряет индукцию в одной точке) и применения специальной конструкции асинхронной машины, обеспечивающей размещение датчиков. В тех случаях, когда требования к точности регулирования средней скорости в разомкнутой системе являются высокими, в приводах с частотным управлением применяют синхронные электродвигатели. Однако, несмотря на то, что синхронный привод обеспечивает идеально жесткое регулирование средней скорости, на практике его применяют реже, чем асинхронный привод. Объясняется это следующими особенностями, связанными с наличием у синхронного электродвигателя независимого возбуждения.

Во-первых, синхронные приводы требуют начальной индивидуальной настройки и регулировки коэффициентов усиления схем управления, так как магнитные потоки синхронных электродвигателей даже одной серии могут различаться. В процессе эксплуатации привода приходится предъявлять жесткие требования к стабильности коэффициентов усиления и преобразования схемы управления, а иногда производить регулирование их в связи с изменением магнитного потока электродвигателя. Требования к синусоидальности формы напряжения питания синхронного электродвигателя являются также более жесткими, чем в приводе с асинхронным электродвигателем. При несоблюдении приведенных выше требований в силовых цепях привода будут протекать уравнительные токи и его характеристики будут неудовлетворительными.

Во-вторых, синхронные машины при частотном управлении склонны к качаниям. В-третьих, в приводе с частотным управлением при $\Omega_1 \neq \Omega_в$ синхронный электродвигатель не развивает требуемого вращающего момента, так как в этом случае не обеспечивается синхронное вращение полей статора и ротора. Поэтому такой привод редко используется в замкнутых системах регулирования.

4. ПРИВОД ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С ЧАСТОТНО-ТОКОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

В приводе с частотно-токовым управлением сигнал на входе формирует момент на валу, а не угловую скорость, как в приводе с частотным управлением. Поэтому механические характеристики привода с частотно-токовым управлением являются мягкими, а не жесткими. Поскольку функциональная зависимость момента электродвигателя переменного тока от величины тока якоря является более простой, чем от величины напряжения на якоре, входной сигнал формирует ток якоря. В общем случае исходят из того, что ток якоря является векторной величиной, которая может быть представлена, например, в прямоугольной или полярной системе координат. При этом для формирования вектора тока якоря применяют два входных сигнала. Если выбрана прямоугольная система координат, то входные сигналы рассматривают как два вектора, направленные соответственно по двум ортогональным осям системы и являющиеся составляющими вектора тока якоря [19].

Если выбрана полярная система координат, то один из входных сигналов формирует амплитуду, а другой — фазу вектора тока якоря [32].

Рассмотрим схемы приводов, в которых вектор тока якоря формируется в прямоугольной системе координат, так как эти приводы более удобны и для теоретических исследований, и для реализации.

Одну из осей прямоугольной системы координат, например ось абсцисс, направим по продольной оси электродвигателя или по вектору потока, или по какому-либо другому вектору, угловая скорость вращения которого совпадает с угловой скоростью вращения Ω_1 вектора тока якоря. Для этого в приводе применяются устройства, обеспечивающие определение углового положения либо продольной оси, либо вектора потока и т. д. Так как продольная ось и вектор потока электродвигателя вращаются в процессе работы привода, то и прямоугольные оси, а следовательно, и вектора, определяемые входными сигналами и являющиеся составляющими вектора тока якоря, тоже вращаются. Отсюда вытекает, что в приводах с частотно-токовым управлением частота токов якоря электродвигателя не является независимым параметром, а образуется с помощью положительной обратной связи по угловой скорости вращения либо продольной оси, либо вектора потока электродвигателя, либо какого другого вектора.

Рассмотренный принцип построения привода переменного тока обеспечивает управление электродвигателем по двум взаимно перпендикулярным осям — по двум каналам управления, моментом на валу и магнитным потоком,

Ориентирование ортогональных осей, например к осям двигателя, играет важную роль, так как от этого зависит связь каналов управления между собой. Полное разделение каналов управления в приводе требует применения нелинейных элементов и достаточно сложных связей между ними. На практике стремятся обеспечить такое разделение каналов управления, при котором регулирование момента на валу привода не ведет к изменению магнитного потока электродвигателя.

Определение положения продольной оси электродвигателя выполняют, как правило, с помощью датчика углового положения типа вращающегося синусно-косинусного трансформатора (СКВТ), устанавливаемого на роторе [3], [19]. Определение вектора потока производят по составляющим этого вектора, измеренным в воздушном зазоре электродвигателя [29]. Определение вектора потока можно выполнить и косвенным путем, например в синхронном приводе [28] определяют положение продольной оси ротора и затем по параметрам электродвигателя и входным сигналам вычисляют вектор потока. В асинхронных приводах [15], [29] определение ортогональных осей, связанных с вектором потока, ведут по результатам измерения либо положения вала, либо составляющих потока, либо составляющих э. д. с. электродвигателя.

Таким образом, приводы с частотно-токовым управлением можно классифицировать как по привязке (по ориентации) осей координат, так и по параметру электродвигателя, измерение которого в приводе производят для ориентации.

В соответствии с этим синхронные приводы [8] можно назвать приводами с ориентацией по продольной оси и с измерением углового положения вала электродвигателя, а синхронные приводы [28] — с ориентацией по потоку и с измерением углового положения вала.

Асинхронные приводы при пренебрежении индуктивностью рассеяния ротора электродвигателя все являются приводами с ориентацией по потоку и отличаются только измеряемым параметром (угол поворота вала, составляющие потока, составляющие э. д. с.), используемым в дальнейшем для определения углового положения потока [15], [19], [29].

Отличительной чертой приводов с частотно-токовым управлением является применение в них преобразователей энергии на основе усилителей тока, представляющих собой усилители напряжения, охваченные глубокой отрицательной связью по мгновенным значениям токов фаз электродвигателя. В этом случае напряжение на фазах электродвигателя формируется преобразователем энергии для заданного режима работы автоматически.

Применение частотно-токового управления в приводах переменного тока позволило получить новые свойства как у отдельных элементов (исполнительного электродвигателя, преобразователя энергии, схемы управления), так и у всего привода в целом.

Во-первых, обеспечиваются высокие статические и динамические характеристики привода: момент на валу является линейной функцией входного сигнала для всех рабочих скоростей привода [19].

Во-вторых, исключается возможность выпадения из синхронизма, опрокидывания и качания электродвигателей переменного тока.

В-третьих, при достаточно простых технических средствах возможно оптимальное использование электродвигателя (привода) как в отношении получения максимального момента на валу при заданном токе, так и получения высоких энергетических показателей, например $\cos\varphi$, к. п. д. и т. д. [3], [19], [32].

В-четвертых, достигается высокая надежность работы преобразователя энергии, поскольку осуществляется контроль за мгновенными значениями токов фаз электродвигателя.

Рассмотрим приводы с частотно-токовым управлением, в которых угловое положение и скорость вращения ортогональных осей, необходимых для задания тока статора, определяются с помощью синус-косинусного вращающегося трансформатора, связанного с ротором электродвигателя, так как эти приводы получили наиболее широкое распространение. В этих приводах чаще всего одна из ортогональных осей направлена по продольной оси ротора d, а другая — по поперечной оси q. В этом случае входные сигналы привода обозначаются как u_D и u_Q и предназначаются соответственно для регулирования потока и момента на валу электродвигателя.

Асинхронный привод. Если принять, что индуктивность рассеяния роторных обмоток отсутствует, т. е. ток ротора асинхронного короткозамкнутого электродвигателя является чисто активным, то можно записать следующие выражения [23]:

$$\left.\begin{aligned} I_1^2 &= I_0^2 + I_2'^2; \\ I_0 &= \frac{1}{K_\Phi}\Phi; \\ I_2' &= K_P \Phi \Omega_2; \\ M &= K_M \Phi I_2'; \\ \Omega_1 &= \Omega_\text{в} + \Omega_2, \end{aligned}\right\} \quad (IV.6)$$

где I_1 — ток в фазе статора (действующее значение); I_0 — намагничивающий ток (ток холостого хода); I_2' — приведенный к статорной цепи ток ротора; M — электромагнитный момент; Φ — магнитный поток; Ω_1 — угловая скорость вектора тока статора; $\Omega_\text{в}$ — угловая скорость ротора; $\Omega_2 = 2\pi f_2$ — угловая скорость вектора тока ротора (f_2 — частота токов ротора); K_Φ, K_M и K_P — постоянные размерные коэффициенты пропорциональности. Выбираем такие вращающиеся ортогональные оси, которые совпадают с направлениями векторов токов I_0 и I_2' и примем

$$\left.\begin{aligned} I_2' &= K u_Q; \\ I_0 &= K u_D, \end{aligned}\right\} \quad (IV.7)$$

где K — постоянный размерный коэффициент пропорциональности;

u_Q и u_D — входные сигналы привода.

Отметим, что в асинхронном электродвигателе нет продольной и поперечной осей, определяемых конструкцией электродвигателя. О таких осях можно говорить лишь условно, считая, что продольная ось совпадает с осью магнитного потока (с вектором намагничивающего тока I_0). Из выражений (IV.6) и (IV.7) получим:

$$I_1 = K\sqrt{u_D^2 + u_Q^2}; \tag{IV.8}$$

$$\Omega_2 = K_{\Omega_2} u_Q / u_D; \tag{IV.9}$$

$$\left.\begin{aligned} \Phi &= K K_\Phi u_D; \\ M &= K_D u_D u_Q, \end{aligned}\right\} \tag{IV.10}$$

где $K_{\Omega_2} = 1/K_P K_\Phi$; $K_Q = K_M K_\Phi K^2$. Так как желателен режим работы электродвигателя с $\Phi = \text{const}$, то примем $u_D = \text{const}$. В этом

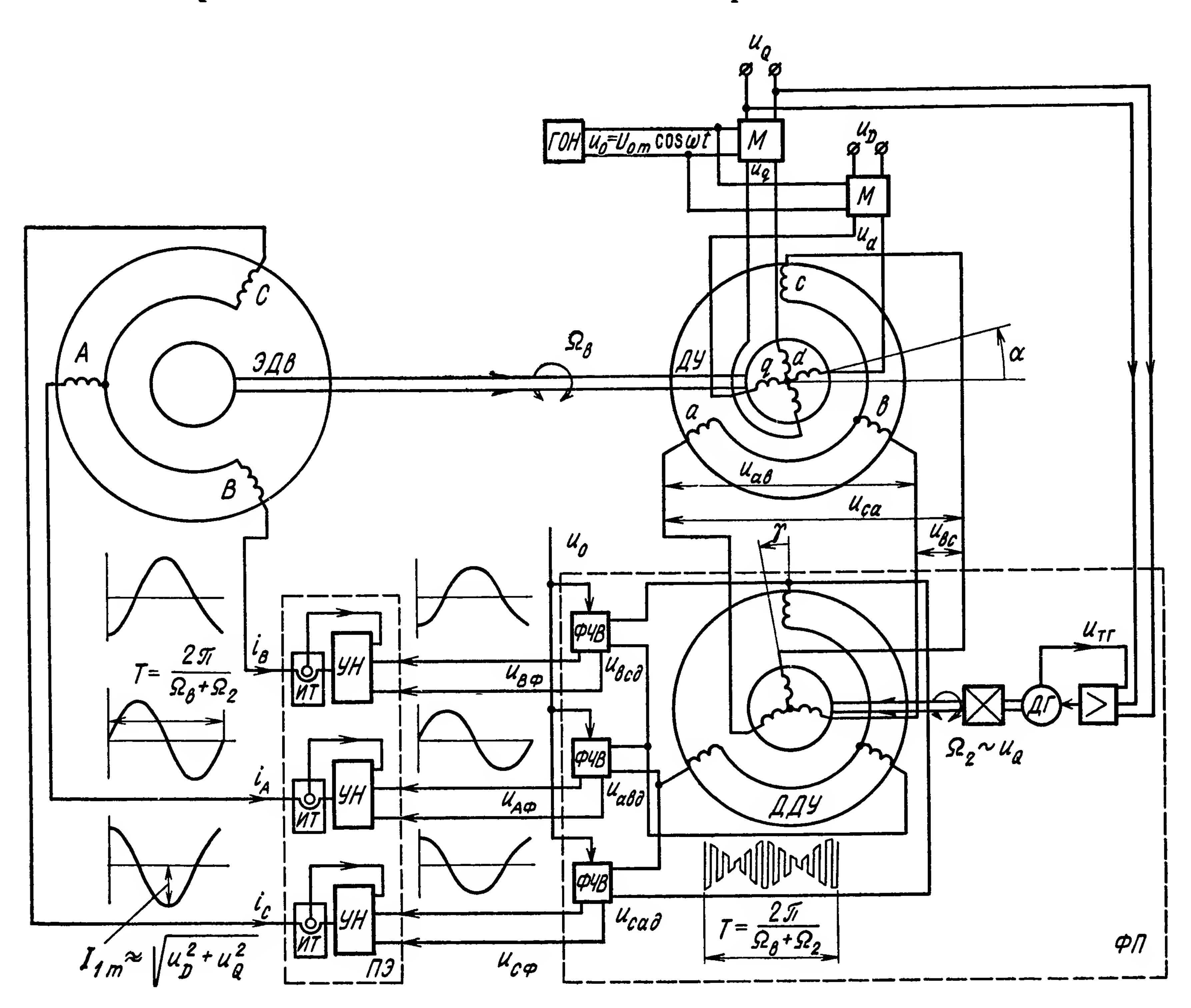


Рис. IV.5. Асинхронный привод с частотно-токовым управлением

случае в соответствии с выражениями (IV.10) момент на валу будет линейной функцией сигнала u_Q на входе привода.

На рис. IV.5 показана функциональная схема асинхронного привода с частотно-токовым управлением, в котором реализуются выражения (IV.8) и (IV.9). Короткозамкнутый ротор асинхронного элект-

родвигателя *ЭДв* жестко соединен с ротором датчика углового положения *ДУ*, на роторе которого имеется двухфазная, а на статоре — трехфазная обмотки. На рис. IV.5 выбрано такое начальное расположение обмоток, при котором ось статорной обмотки фазы *A* асинхронного электродвигателя направлена по горизонтальной оси, а ось статорной обмотки фазы *c* датчика — по вертикальной. Оси обмоток ротора *ДУ* направлены по осям ротора d и q. За направление отсчета положительных углов поворота α оси d ротора датчика принято направление против вращения часовой стрелки, при этом

$$\alpha = \int_0^t \Omega_{\text{в}} dt. \qquad \text{(IV.11)}$$

Сигналы u_Q и u_D в виде напряжений постоянного тока поступают на входы двух модуляторов (*М*), опорным для которых является напряжение $u_{\text{о}} = U_{om} \cos \omega t$ генератора опорных напряжений (*ГОН*), при этом частота $f = \omega/2\pi$ существенно больше частоты $f_1 = \Omega_1/2\pi$ токов, питающих *ЭДв*. На выходах *М* получим два напряжения, которые питают обмотки ротора *ДУ*:

$$\left. \begin{aligned} u_q &= K_{\text{мод}} u_Q \operatorname{sign} \cos \omega t; \\ u_d &= K_{\text{мод}} u_D \operatorname{sign} \cos \omega t, \end{aligned} \right\} \qquad \text{(IV.12)}$$

где $K_{\text{мод}}$ — коэффициент передачи *М*.

На статорных обмотках *ДУ* индуктируются три напряжения, амплитуды которых определяются углом поворота вала электродвигателя и углами пространственного расположения осей обмоток:

$$u_{ab} = K_{\text{ду}} [u_d \cos \alpha - u_q \sin \alpha];$$

$$u_{bc} = K_{\text{ду}} \left[u_d \cos \left(\alpha - \frac{2}{3}\pi\right) - u_q \sin \left(\alpha - \frac{2}{3}\pi\right)\right];$$

$$u_{ca} = K_{\text{ду}} \left[u_d \cos \left(\alpha - \frac{4}{3}\pi\right) - u_q \sin \left(\alpha - \frac{4}{3}\pi\right)\right],$$

где $K_{\text{ду}}$ — коэффициент передачи напряжения от ротора к статору *ДУ*. Эти напряжения поступают в функциональный преобразователь (*ФП*), содержащий маломощную тахометрическую следящую систему с дифференциальным датчиком углового положения *ДДУ* и три *ФЧВ*. Тахометрическая система состоит из элементов, аналогичных элементам тахометрической системы *ФП* (см. рис. IV.3). На вход усилителя тахометрической системы поступает сигнал u_Q, где сравнивается с сигналом $u_{\text{тг}}$ и затем преобразуется в скорость Ω_2 ротора *ДДУ* в соответствии с выражением (IV.9). Угол γ поворота ротора *ДДУ*

$$\gamma = \int_0^t \Omega_2 dt. \qquad \text{(IV.13)}$$

Роторные обмотки *ДДУ* подключены к статорным обмоткам *ДУ*. На статорных обмотках *ДДУ* индуктируются напряжения, которые поступают на входы *ФЧВ*:

$$\left.\begin{aligned} u_{ab\text{д}} &= K_{\text{мод}}K_{\text{ду}}K_{\text{дду}}\left[u_D\cos(\alpha+\gamma)-u_Q\sin(\alpha+\gamma)\right]\operatorname{sign}\cos\omega t;\\ u_{ac\text{д}} &= K_{\text{мод}}K_{\text{ду}}K_{\text{дду}}\left[u_D\cos(\alpha+\gamma-2\pi/3)-\right.\\ &\left.-u_Q\sin(\alpha+\gamma-2\pi/3)\right]\operatorname{sign}\cos\omega t;\\ u_{ca\text{д}} &= K_{\text{мод}}K_{\text{ду}}K_{\text{дду}}\left[u_D\cos(\alpha+\gamma-4\pi/3)-\right.\\ &\left.-u_Q\sin(\alpha+\gamma-4\pi/3)\right]\operatorname{sign}\cos\omega t, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(IV.14)}$$

где $K_{\text{дду}}$ — коэффициент передачи напряжения от ротора к статору *ДДУ*.

На выходах ФЧВ, опорным для которых служит напряжение u_0 *ГОН*, с учетом выражения (IV.4) имеем напряжения, поступающие на входы усилителей напряжения (*УН*):

$$\left.\begin{aligned} u_{A\Phi} &= K_{\text{мод}}K_{\text{ду}}K_{\text{дду}}K_{\text{фчв}}\left[u_D\cos(\alpha+\gamma)-u_Q\sin(\alpha+\gamma)\right];\\ u_{B\Phi} &= K_{\text{мод}}K_{\text{ду}}K_{\text{дду}}K_{\text{фчв}}\left[u_D\cos(\alpha+\gamma-2\pi/3)-\right.\\ &\left.-u_Q\sin(\alpha+\gamma-2\pi/3)\right];\\ u_{C\Phi} &= K_{\text{мод}}K_{\text{ду}}K_{\text{дду}}K_{\text{фчв}}\left[u_D\cos(\alpha+\gamma-4\pi/3)-\right.\\ &\left.-u_Q\sin(\alpha+\gamma-4\pi/3)\right], \end{aligned}\right\} \qquad \text{(IV.15)}$$

где $K_{\text{фчв}}$ — коэффициент передачи *ФЧВ*.

УН, входящие в состав преобразователя энергии *ПЭ*, охвачены жесткими обратными связями по мгновенным значениям выходных токов, информация о которых поступает с измерителей тока (*ИТ*). В результате этого асинхронный электродвигатель *ЭДв* питается трехфазной системой токов, мгновенные значения которых определяются выражениями:

$$\left.\begin{aligned} i_A &= K_{\text{мод}}K_{\text{ду}}K_{\text{дду}}K_{\text{фчв}}K_i\sqrt{u_D^2+u_Q^2}\cos(\alpha+\gamma+\xi);\\ i_B &= K_{\text{мод}}K_{\text{ду}}K_{\text{дду}}K_{\text{фчв}}K_i\sqrt{u_D^2+u_Q^2}\cos(\alpha+\gamma+\xi-2\pi/3);\\ i_C &= K_{\text{мод}}K_{\text{ду}}K_{\text{дду}}K_{\text{фчв}}K_i\sqrt{u_D^2+u_Q^2}\cos(\alpha+\gamma+\xi-4\pi/3), \end{aligned}\right\} \qquad \text{(IV.16)}$$

где K_i — коэффициент преобразования напряжения на входе *УН* в ток фазы электродвигателя;

$$\xi = \operatorname{arctg}\frac{u_Q}{u_D}. \qquad \text{(IV.17)}$$

С учетом выражений (IV.8), (IV.9), (IV.11), (IV.13) и (IV.16) для установившихся режимов работы привода при $\Omega_{\text{в}} = \text{const}$, $\Omega_2 = \text{const}$ и при нулевых начальных условиях для углов α и γ, а также при

$$K_{\text{мод}}K_{\text{ду}}K_{\text{дду}}K_{\text{фчв}}K_i = \sqrt{2}\,K$$

получим:

$$\left.\begin{aligned} i_A &= \sqrt{2}\, I_1 \cos\left[(\Omega_в + \Omega_2)\, t + \xi\right]; \\ i_B &= \sqrt{2}\, I_1 \cos\left[(\Omega_в + \Omega_2)\, t + \xi - 2\pi/3\right]; \\ i_C &= \sqrt{2}\, I_1 \cos\left[(\Omega_в + \Omega_2)\, t + \xi - 4\pi/3\right]. \end{aligned}\right\} \qquad (IV.18)$$

Отсюда следует, что в приводе (рис. IV.5) в соответствии с выражениями (IV.8) и (IV.9) асинхронный электродвигатель питается токами, действующее значение I_1 которых определяется сигналами u_D и u_Q, а угловая скорость этих токов формируется в виде суммы двух скоростей $\Omega_в$ и Ω_2, последняя из которых пропорциональна сигналу u_Q. При этом независимо от скорости $\Omega_в$ магнитный поток электродвигателя, определяемый током I_0 (сигналом u_D), вращается со скоростью Ω_1, отличающейся от $\Omega_в$ на величину Ω_2, т. е. ротор скользит относительно потока со скоростью Ω_2, что является необходимым условием работы асинхронного электродвигателя. Момент на валу привода является линейной функцией сигнала u_Q при любой скорости $\Omega_в$, включая нулевую, в соответствии с выражениями (IV.10). Это значит, что механические характеристики привода — мягкие. Изменение знака момента происходит при изменении полярности напряжения u_Q, так как при этом изменяется знак скорости Ω_2 — направление вращения вектора тока ротора относительно ротора электродвигателя, определяемое направлением вращения ротора *ДДУ* в соответствии с выражением (IV.9).

Исследования реального асинхронного привода показывают, что линейная зависимость момента на валу от сигнала u_Q сохраняется до значений, не превышающих номинальное значение $u_{Q\,ном}$ ($M_{ном}$) более чем в 4—5 раз. Такая большая перегрузочная способность асинхронного электродвигателя объясняется тем, что при увеличении токо́в статора и частоты токов ротора согласно выражений (IV.8) и (IV.9) магнитный поток у реального электродвигателя несколько увеличивается. Это приводит к компенсации вредного размагничивающего действия реактивной составляющей тока ротора, обусловленной наличием индуктивности рассеяния роторных обмоток [13]. Обычно производят ограничение величины сигнала u_Q с учетом требуемых перегрузок по моменту, например полутора-трехкратных. Отсюда следует, что и частота токов ротора f_2 ограничивается значениями, равными 0,5—2 Гц. При этом индуктивное сопротивление рассеяния роторных обмоток будет существенно меньше активного, что и оправдывает принятое выше допущение относительно индуктивности рассеяния ротора.

На рис. IV.6 показаны экспериментальные механические характеристики асинхронного привода мощностью 3 кВт, при этом вместо угловой скорости $\Omega_в$ использована частота вращения n об/мин. У реального привода область мягких характеристик ограничивается критическим значением $n_к$, за пределами которого нарушается линейная зависимость момента на валу от сигнала u_Q. Объясняется это тем, что при $|n| > n_к$ из-за ограниченной мощности *ПЭ* токи электродвигателя не могут формироваться в соответствии с выражениями (IV.8) и

(IV.18). В областях частот вращения $|n| \leqslant n_к$ (в рабочих областях привода) характеристики привода незначительно отличаются от идеально мягких, показанных штриховой линией, за счет потерь в стали и механических потерь на валу [13], [19].

При применении привода по схеме рис. IV.5 в замкнутых системах регулирования скорости и положения нагрузки в качестве сигнала u_Q используют сигнал рассогласования на выходе элемента сравнения системы. В скоростной и позиционной следящих системах асинхронный привод работает устойчиво (без опрокидывания) как при скачкообразном изменении сигнала задания на входе системы, так и при ударном приложении момента нагрузки к валу привода. Объясняется это тем, что сигнал u_Q на входе привода ограничивается по величине и формирует только небольшую долю частоты токов статора (частоту токов ротора), в то время как основная составляющая частоты токов статора, необходимая для обеспечения скорости вращения ротора, снимается с вала самого электродвигателя независимо от u_Q с помощью *ДУ*.

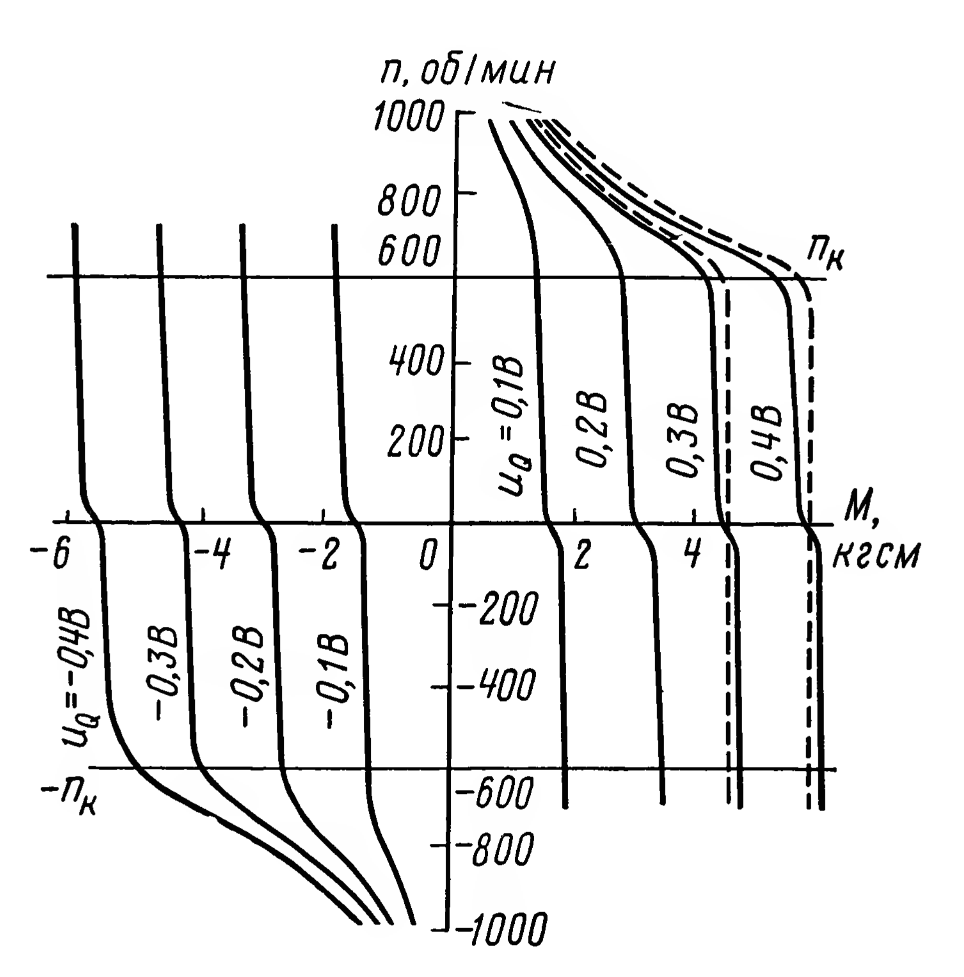


Рис. IV.6. Механические характеристики асинхронного привода с частотно-токовым управлением

В рассмотренном асинхронном приводе вращающиеся прямоугольные оси, в которых формируется вектор тока статора, ориентированы по вектору потока — сигнал u_D формирует ток намагничивания электродвигателя, т. е. магнитный поток. Однако, как показано в работе [19], это справедливо только при допущении об отсутствии индуктивности рассеяния ротора. В реальном приводе, выполненном по схеме рис. IV.5, прямоугольные оси оказываются автоматически ориентированными таким образом, что ось ординат, вдоль которой располагается составляющий вектор тока статора, определяемый сигналом u_Q, совпадает с вектором тока ротора. Так как этот вектор не перпендикулярен вектору потока, то, следовательно, ось абсцисс системы координат не совпадает с вектором потока. При этом вектор потока определяется не только сигналом u_D, но в некоторой степени и сигналом u_Q.

Таким образом, более точно рассмотренный привод следует называть приводом с ориентацией по току ротора и с измерением углового положения ротора.

Синхронный привод. В приводе с частотно-токовым управлением любым из известных синхронных электродвигателей в общем случае используются оба входных сигнала u_D и u_Q и для тока статора, как и в асинхронном приводе, справедливо выражение (IV.8). Так как функциональные схемы приводов с различными типами синхронных

электродвигателей практически не отличаются друг от друга, то рассмотрим в качестве примера функциональную схему привода (рис. IV.7) на основе неявнополюсного электродвигателя *ЭДв* с возбуждением от постоянного магнита.

В этом приводе вектор тока статора электродвигателя формируется в прямоугольной системе координат, ось абсцисс которой совпадает с продольной осью d электродвигателя. У неявнополюсного электродвигателя с возбуждением от постоянного магнита направление про-

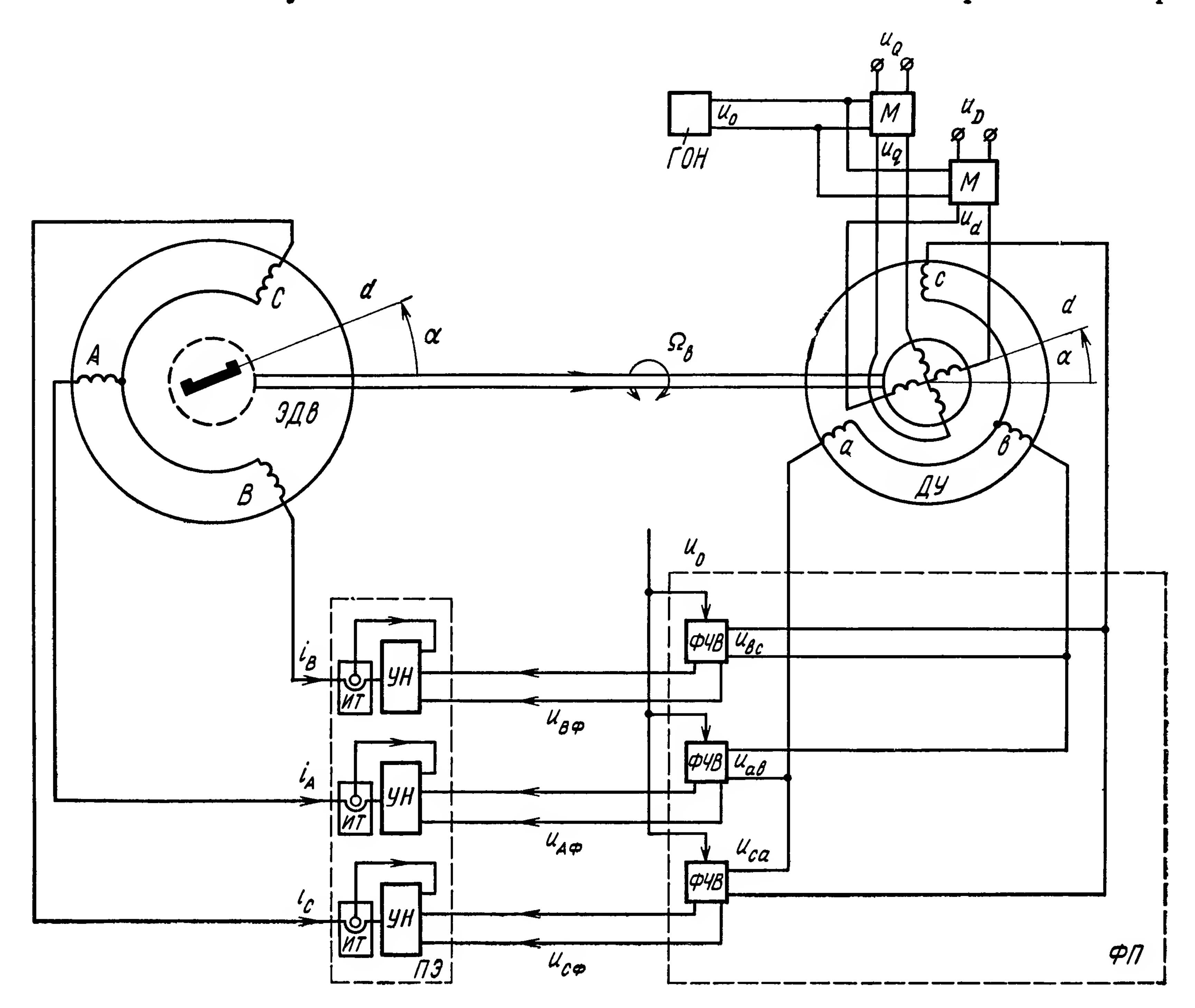


Рис. IV.7. Синхронный привод с частотно-токовым управлением

дольной оси совпадает с осью магнита. Оси координат определяются с помощью *ДУ*, а необходимая ориентация их на продольную ось электродвигателя достигается начальной установкой *ДУ*.

Функциональный преобразователь (*ФП*) схемы рис. IV.7 проще *ФП* привода, изображенного на рис. IV.5, так как в синхронном приводе не надо формировать скорость скольжения Ω_2. Если пренебречь реакцией тока статора на поток возбуждения ротора, т. е. посчитать, что поток возбуждения Φ электродвигателя создается только постоянным магнитом, то выражение для вращающего момента привода (рис. IV.7) можно записать в виде

$$M = K_M \Phi I_1 \sin \xi, \qquad \text{(IV.19)}$$

где угол ξ определяется выражением (IV.17).

Соотношения для токов, питающих синхронный электродвигатель *ЭДв*, получаются из выражений (IV.16) при $K_{дду}=1$ и $\gamma=0$:

$$\left.\begin{aligned} i_A &= K_{мод}K_{ду}K_{фчв}K_i\sqrt{u_D^2+u_Q^2}\cos(\alpha+\xi); \\ i_B &= K_{мод}K_{ду}K_{фчв}K_i\sqrt{u_D^2+u_Q^2}\cos(\alpha+\xi-2\pi/3); \\ i_C &= K_{мод}K_{ду}K_{фчв}K_i\sqrt{u_D^2+u_Q^2}\cos(\alpha+\xi-4\pi/3). \end{aligned}\right\} \quad (IV.20)$$

Так как в приводе (рис. IV.7) составляющий вектор тока статора, определяемый сигналом u_D, направлен параллельно вектору потока возбуждения, то, следовательно, сигнал u_D создает реактивный ток электродвигателя, который в зависимости от знака этого сигнала является индуктивным или емкостным. Это обстоятельство используется в тех случаях, когда вопросы регулирования $\cos\varphi$, к. п. д. электродвигателя или привода в целом являются важными. В этих случаях сигнал u_D формируют, например, в виде некоторой функции сигнала u_Q и скорости вала $\Omega_в$ привода. Поскольку $\cos\varphi$ синхронного привода (см. рис. IV.7) с частотно-токовым управлением при $u_D=0$ является высоким, то при решении ряда задач не используют канал управления по сигналу u_D. В этом случае схема привода упрощается.

Для установившихся режимов работы привода из выражений (IV.8), (IV.11), (IV.17) и (IV.19) при $u_D=0$ и при $K_{мод}K_{ду}K_{фчв}K_i = \sqrt{2}\,K$ имеем:

$$\left.\begin{aligned} i_A &= \sqrt{2}\,I_1\cos(\Omega_в t+\pi/2); \\ i_B &= \sqrt{2}\,I_1\cos(\Omega_в t+\pi/2-2\pi/3); \\ i_C &= \sqrt{2}\,I_1\cos(\Omega_в t+\pi/2-4\pi/3); \end{aligned}\right\} \quad (IV.21)$$

$$\left.\begin{aligned} M &= K_M\Phi I_1; \\ M &= KK_M\Phi U_Q. \end{aligned}\right\} \quad (IV.22)$$

Отсюда, во-первых, следует, что частота токов статора определяется скоростью $\Omega_в$ ротора электродвигателя, а во-вторых, момент привода оказывается максимально возможным при заданном токе статора, линейно зависит от сигнала u_Q и не зависит от скорости $\Omega_в$.

Изменение знака момента происходит при изменении полярности сигнала u_Q из-за изменения при этом фазы вектора тока статора на противоположную, что следует из выражений (IV.17) и (IV.21). Исследования реального синхронного привода (см. рис. IV.7) показывают, что линейная зависимость момента на валу от сигнала u_Q сохраняется при превышении током статора номинального значения не более чем в 3—5 раз. Поскольку у реальных приводов требуются, как правило, не более, чем трехкратные перегрузки по моменту (по току), то принятое выше допущение об отсутствии реакции тока статора оказывается оправданным.

В скоростной и позиционной системах регулирования, использующих привод рис. IV.7, возможно скачкообразное изменение сигнала задания и ударное приложение момента нагрузки, так как синхронный

электродвигатель не будет выпадать из синхронизма и раскачиваться. Это достигнуто за счет того, что взаимное угловое положение вектора тока статора и потока ротора не зависит от углового положения ротора и определяется только сигналами u_D и u_Q.

На рис. IV.8 показаны экспериментальные механические характеристики синхронного привода с возбуждением на 8 кВт. Штриховой линией дана расчетная характеристика. Отличие характеристик от идеально мягких объясняется, как и у асинхронных приводов, наличием потерь в стали и на валу привода. Отличие характеристик от

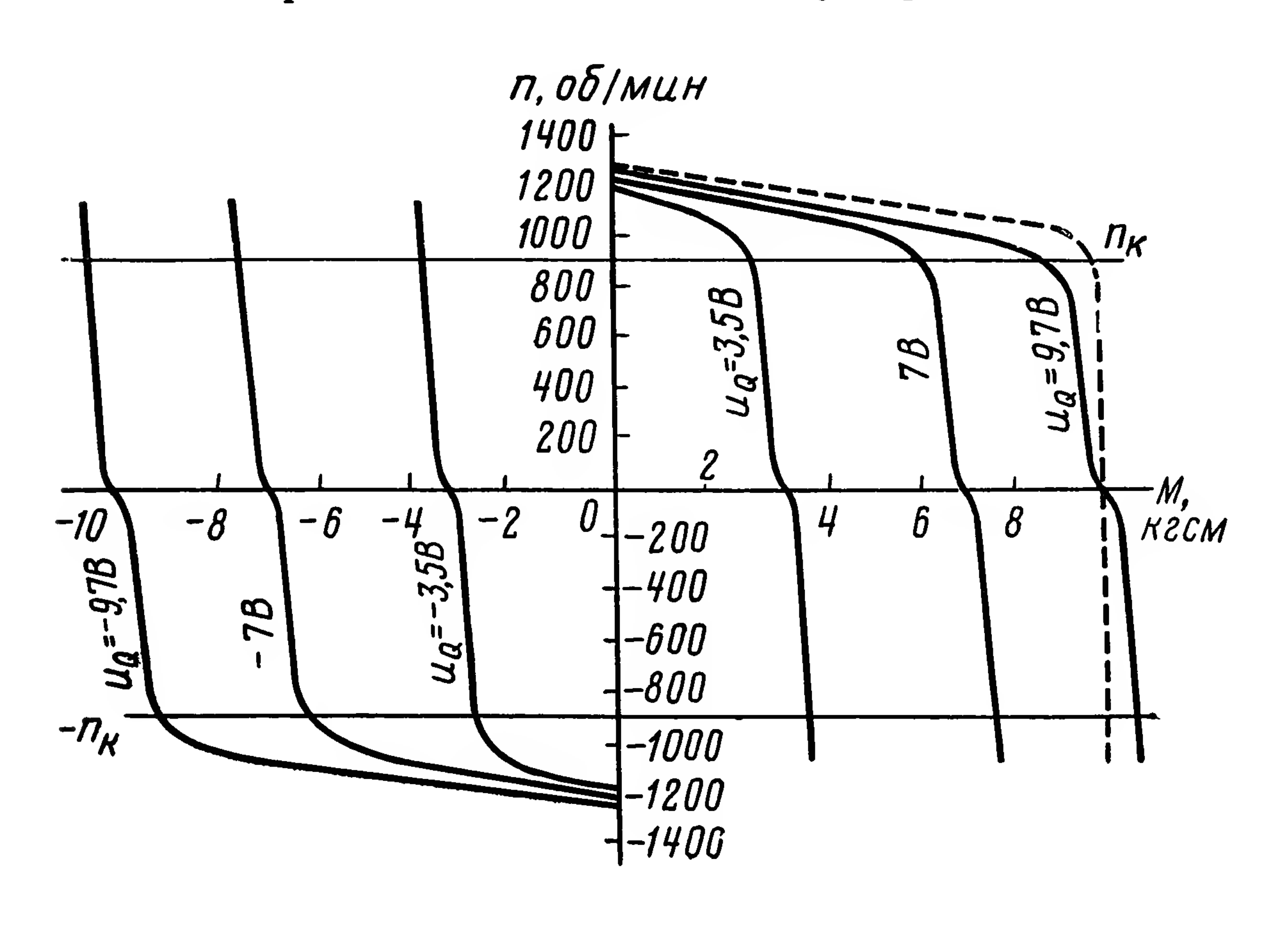


Рис. IV.8. Механические характеристики синхронного привода

характеристик асинхронного привода в нерабочей зоне при $|n| > n_к$ объясняется тем, что возбуждение электродвигателя создается независимо от токов статора. Отметим, что синхронные электродвигатели, используемые в приводах с частотно-токовым управлением, не обязательно выполнять с пусковыми короткозамкнутыми обмотками на роторе, так как пуск в общепринятом понятии при частоте питания статора, значительно превышающей частоту вращения ротора, в этих приводах отсутствует. Однако надо иметь ввиду, что при $u_D > 0$ короткозамкнутые обмотки синхронных электродвигателей оказывают положительное влияние на динамические характеристики приводов [19].

5. ПРИВОД С ЧАСТОТНО-ТОКОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ С ФАЗНЫМ РОТОРОМ

В регулируемом приводе питание асинхронного электродвигателя с фазным ротором осуществляют двумя способами: питают статорные обмотки электродвигателя от одного, а роторные от другого источника регулируемой частоты; питают обе обмотки от одного источника регулируемой частоты. При этом в качестве источников регулируемой частоты могут применяться как источники тока, так и напряжения.

Приводы на основе асинхронного электродвигателя с фазным ротором называют приводами двойного питания. Рассмотрим в качестве примеров два вида приводов двойного питания.

Привод с питанием от источника напряжения и источника тока. В таком приводе чаще всего питают обмотки статора (ротора) электродвигателя от источника напряжения нерегулируемой частоты, в качестве которого используют промышленную сеть частоты 50 Гц. Обмотки ротора (статора) питают от источника тока регулируемой частоты. Привод применяют в системах, где требуется изменение ско-

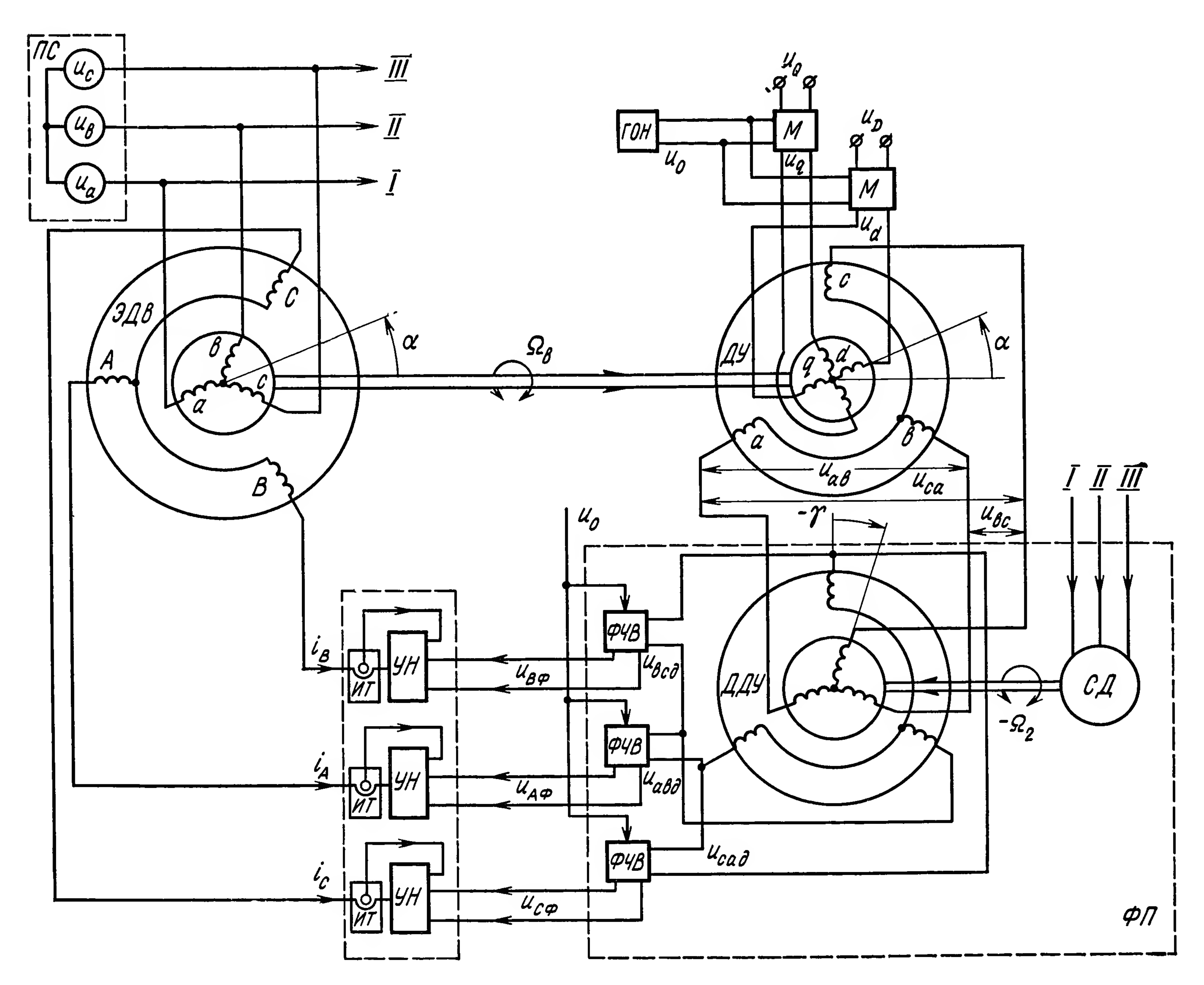


Рис. IV.9. Привод двойного питания с частотно-токовым управлением с двумя источниками питания

рости в небольших пределах около синхронной, определяемой частотой промышленной сети. При этом мощность на валу привода образуется в основном за счет мощности, потребляемой из сети.

На рис. IV.9 показана функциональная схема привода, в котором статорные обмотки *A*,*B*,*C* электродвигателя *ЭДв* питаются от преобразователя энергии (*ПЭ*), а к промышленной сети (*ПС*) подключены обмотки ротора, которые питаются напряжениями:

$$\left.\begin{aligned} u_a &= -U_{am}\sin\Omega_2 t; \\ u_b &= -U_{bm}\sin(\Omega_2 t - 2\pi/3); \\ u_c &= -U_{cm}\sin(\Omega_2 t - 4\pi/3). \end{aligned}\right\} \qquad (IV.23)$$

Обмотки ротора подключены к сети таким образом, что направление вращения вектора намагничивающей силы, создаваемой напряже-

ниями сети, относительно ротора оказывается противоположным направлению его вращения. Следовательно, вектор намагничивающей силы ротора будет вращаться относительно статора с угловой скоростью

$$\Omega_1 = \Omega_в - \Omega_2. \qquad (IV.24)$$

Схема привода двойного питания (рис. IV.9) имеет много общего со схемой асинхронного привода. Отличие заключается в том, что в *ФП* вращение ротора *ДДУ* осуществляется от вспомогательного синхронного электродвигателя (*СД*) с постоянной скоростью Ω_2 в сторону, противоположную направлению вращения вала *ЭДв*. Выражения для токов, питающих статорные обмотки *ЭДв*, получим из выражений (IV.18), заменив в них Ω_2 на $-\Omega_2$:

$$\left.\begin{aligned} i_A &= \sqrt{2}\, I_1 \cos\left[(\Omega_в - \Omega_2)\, t + \xi\right]; \\ i_B &= \sqrt{2}\, I_1 \cos\left[(\Omega_в - \Omega_2)\, t + \xi - 2\pi/3\right]; \\ i_C &= \sqrt{2}\, I_1 \cos\left[(\Omega_в - \Omega_2)\, t + \xi - 4\pi/3\right]. \end{aligned}\right\} \qquad (IV.25)$$

Формирование тока электродвигателя I_1 с использованием сигнала u_D дает возможность в приводе двойного питания (рис. IV.9) регулировать потребление реактивной мощности из промышленной сети. Показать это можно следующим образом.

Будем считать, что вектор потока электродвигателя *ЭДв* однозначно определяется вектором напряжения промышленной сети. Это справедливо при предположении, что активные сопротивления и индуктивные сопротивления рассеяния роторных обмоток отсутствуют. Это допущение оказывается возможным ввиду того, что падения напряжений на указанных сопротивлениях составляют незначительную долю от напряжений питающей сети. С учетом этого производится начальная взаимная установка *ЭДв* и *ДУ*.

В приводе, показанном на рис. IV.9, *ДУ* настроен таким образом, что независимо от скорости $\Omega_в$ сигнал u_D создает составляющий вектор намагничивающей силы статора, который параллелен вектору потока. Соответственно сигнал u_Q создает составляющий вектор намагничивающей силы статора, который направлен перпендикулярно к вектору потока. При такой установке *ДУ* изменением сигнала u_D можно добиться потребления из сети, например, емкостного или чисто активного тока. Если вопросы потребления реактивной мощности из промышленной сети играют второстепенную роль, то можно упростить схему привода, исключив канал управления сигнала u_D. При $u_D = 0$ реактивный ток, необходимый для намагничивания электродвигателя, потребляется со стороны ротора из промышленной сети.

С учетом того, что асинхронный электродвигатель с фазным ротором можно рассматривать как синхронный с неявновыраженными полюсами и с компенсационной обмоткой, для момента на валу привода при $u_D = 0$ оказываются справедливыми выражения (IV.22).

На рис. IV.10 показаны экспериментальные механические характеристики привода, изображенного на рис. IV.9. Они напоминают

характеристики синхронного привода, если принять во внимание то, что последние смещены по оси частот n на величину синхронной частоты n_2, определяемой скоростью Ω_2. Рабочая область (область мягких характеристик) ограничивается значениями верхней и нижней критических частот $n_{кв}$ и $n_{кн}$.

Отметим, что привод двойного питания, изображенный на рис. IV.9, может быть применен для решения задачи работы синхронного генератора, приводимого во вращение с непостоянной скоростью автономным источником механической энергии, на общую промышленную сеть со стабильной частотой. В этом случае асинхронный электродвигатель, включенный по схеме рис. IV.9 и вращаемый от постороннего электродвигателя, используется в качестве синхронного генератора. Поступление электрической энергии в сеть регулируется сигналами u_Q и u_D.

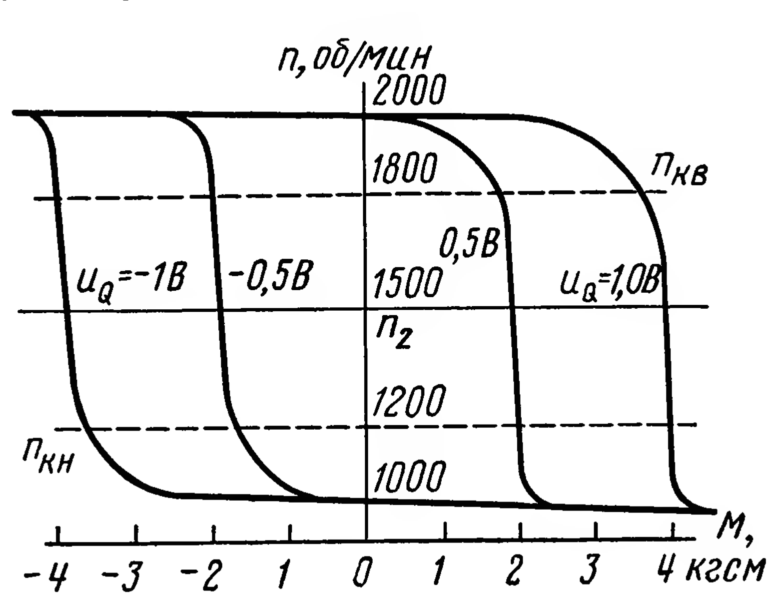


Рис. IV.10. Механические характеристики привода двойного питания с двумя источниками питания

Привод с питанием от одного источника тока. На рис. IV.11 приведена функциональная схема привода с питанием асинхронного электродвигателя *ЭДв* от одного преобразователя энергии (источника тока) регулируемой частоты [5]. Статорные и роторные обмотки электродвигателя включены последовательно и таким образом, что направления вращений векторов намагничивающих сил статора и ротора оказываются противоположными. При этом угловая скорость вала электродвигателя в 2 раза больше скорости вектора намагничивающей силы статора. Для того чтобы угловая скорость $\Omega_в$ ротора *ДУ* (скорость вектора намагничивающей силы статора) была в 2 раза меньше скорости вала электродвигателя, *ДУ* соединяется с электродвигателем через редуктор с передаточным числом, равным двум. Для исключения редуктора можно выбирать электродвигатель и датчик угла с разными числами пар полюсов. Асинхронный электродвигатель для привода, показанного на рис. IV.11, проектируют с равными числами эффективных витков обмоток статора и ротора, так как в этом случае при определенной начальной установке *ДУ* магнитный поток электродвигателя будет определяться только сигналом u_D независимо от сигнала u_Q. *ДУ* устанавливают так, что векторы намагничивающих сил статора и ротора, определяемые сигналом u_D, всегда совпадают по фазе, а аналогичные векторы, задаваемые сигналом u_Q, находятся в противофазе. Математическое описание работы привода совпадает с описанием работы синхронного привода и поэтому можно пользоваться при расчете привода полученными выше выражениями (IV.21) и (IV.22). При этом надо иметь в виду, что магнитный поток асинхронного электродвигателя с фазным ротором определяется сигналом u_D и создается преобразователем энергии (источником тока) регулируемой частоты, а не независимым источником возбуждения.

Механические характеристики привода напоминают характеристики привода (рис. IV.6) с короткозамкнутым асинхронным электродвигателем. Основными достоинствами привода с питанием асинхронного электродвигателя с фазным ротором от одного источника тока являются следующие: возможность получения в 2 раза большего диапазона регулируемых скоростей по сравнению с любым другим

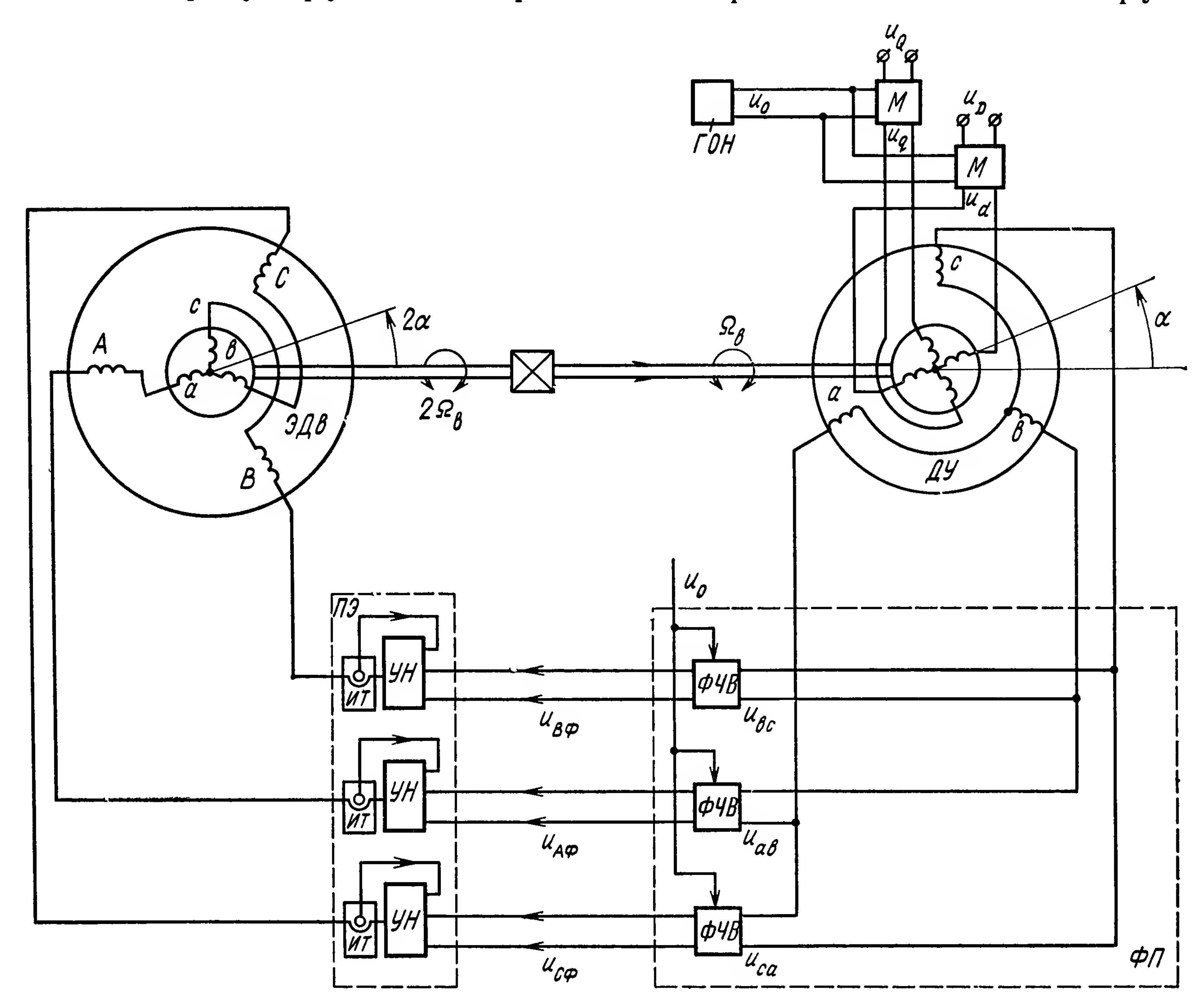


Рис. IV.11. Привод двойного питания с частотно-токовым управлением с одним источником питания

приводом при заданной максимальной выходной частоте токов преобразователя энергии; большая, практически ограничиваемая только возможностями преобразователя и допустимым нагревом обмоток электродвигателя, перегрузочная способность по моменту. Последнее объясняется тем, что в рассмотренном приводе электродвигатель с фазным ротором работает аналогично электродвигателю постоянного тока с компенсационной обмоткой.

6. ОСОБЕННОСТИ СХЕМ УПРАВЛЕНИЯ ПРИВОДОВ С ЧАСТОТНО-ТОКОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

В схему управления любого из рассмотренных приводов с частотно-токовым управлением входят *ДУ*, *М*, *ГОН* и *ФП*. Характерной особенностью схем управления приводов с частотно-токовым управлением является наличие *ДУ*, ротор которого соединяется с валом электро-

двигателя переменного тока. В качестве *ДУ* чаще всего используют обычный вращающийся трансформатор или дифференциальный сельсин. При расхождении числа фаз выбранного датчика угла с электродвигателем производят преобразование числа фаз датчика с помощью вспомогательных трансформаторов.

В асинхронном и синхронном приводах для исключения механических контактов на валу приводов стремятся использовать бесконтактные датчики. При напряжении $u_D \neq 0$ используют бесконтактные сельсины [24].

Схемы управления рассмотренных приводов отличаются друг от друга схемами *ФП*. Это следует из различия физических основ работы электродвигателей переменного тока. *ФП* схемы управления синхронного привода является самым простым, он выполняет функцию фазочувствительного выпрямления напряжений *ДУ*, *ФП* схем управления асинхронного привода и привода двойного питания являются более сложными ввиду того, что они, помимо решения задачи фазочувствительного выпрямления, формируют угловую скорость Ω_2 и суммируют ее со скоростью $\Omega_в$.

На рис IV.5 и IV.9 формирование угловой скорости производится с помощью электромеханических систем. В асинхронном приводе тахометрическая следящая система непосредственно участвует в формировании момента привода — задает частоту токов ротора. Поэтому статические и динамические свойства этой системы во многом определяют свойства асинхронного привода. Из-за наличия тахометрической системы асинхронный привод уступает по динамическим качествам синхронному приводу. Наличие электромеханической системы — вспомогательного синхронного электродвигателя — в *ФП* привода двойного питания, несмотря на то, что эта система не входит непосредственно в канал управления моментом, является нежелательным. Дело в том, что для нормальной работы привода двойного питания угловое положение ротора *ДДУ* должно быть строго связано с фазой вектора напряжения промышленной сети. Вспомогательный синхронный электродвигатель *СД* не всегда может решить эту задачу с требуемой точностью, так как угол нагрузки синхронной машины [23], который в данном случае должен сохраняться неизменным, зависит как от нагрузки на валу *СД*, так и от напряжений промышленной сети. Поэтому в приводах с короткозамкнутым асинхронным электродвигателем и с асинхронным электродвигателем с фазным ротором стремятся исключить электромеханические системы и заменить их электронными схемами.

На рис. IV.12 показан асинхронный привод, схема управления которого не содержит тахометрической системы. В этом приводе в отличие от привода рис. IV.5 круговая частота ω генератора опорного напряжения $u_о$ регулируется сигналом u_Q от некоторого значения начальной круговой частоты $\omega_о$ до значений $\omega = \omega_о + \Omega_2$, причем величина и знак Ω_2 определяются величиной и знаком сигнала u_Q в соответствии с формулой (IV.9).

ФП привода состоит из девяти однотипных фазочувствительных выпрямителей *ФЧВ*, на входы которых поступают напряжения с выхо-

дов *ДУ*. Опорными напряжениями для *ФЧВ* служат напряжения вспомогательного трехфазного источника питания *ИП* круговой частоты ω_0:

$$\left.\begin{aligned} u_x &= U_{xm}\cos\omega_0 t; \\ u_y &= U_{ym}\cos(\omega_0 t - 2\pi/3); \\ u_z &= U_{zm}\cos(\omega_0 t - 4\pi/3). \end{aligned}\right\} \qquad (IV.26)$$

В *ФП* выпрямители объединяются в три группы (по три выпрямителя), выходные напряжения выпрямителей каждой группы сумми-

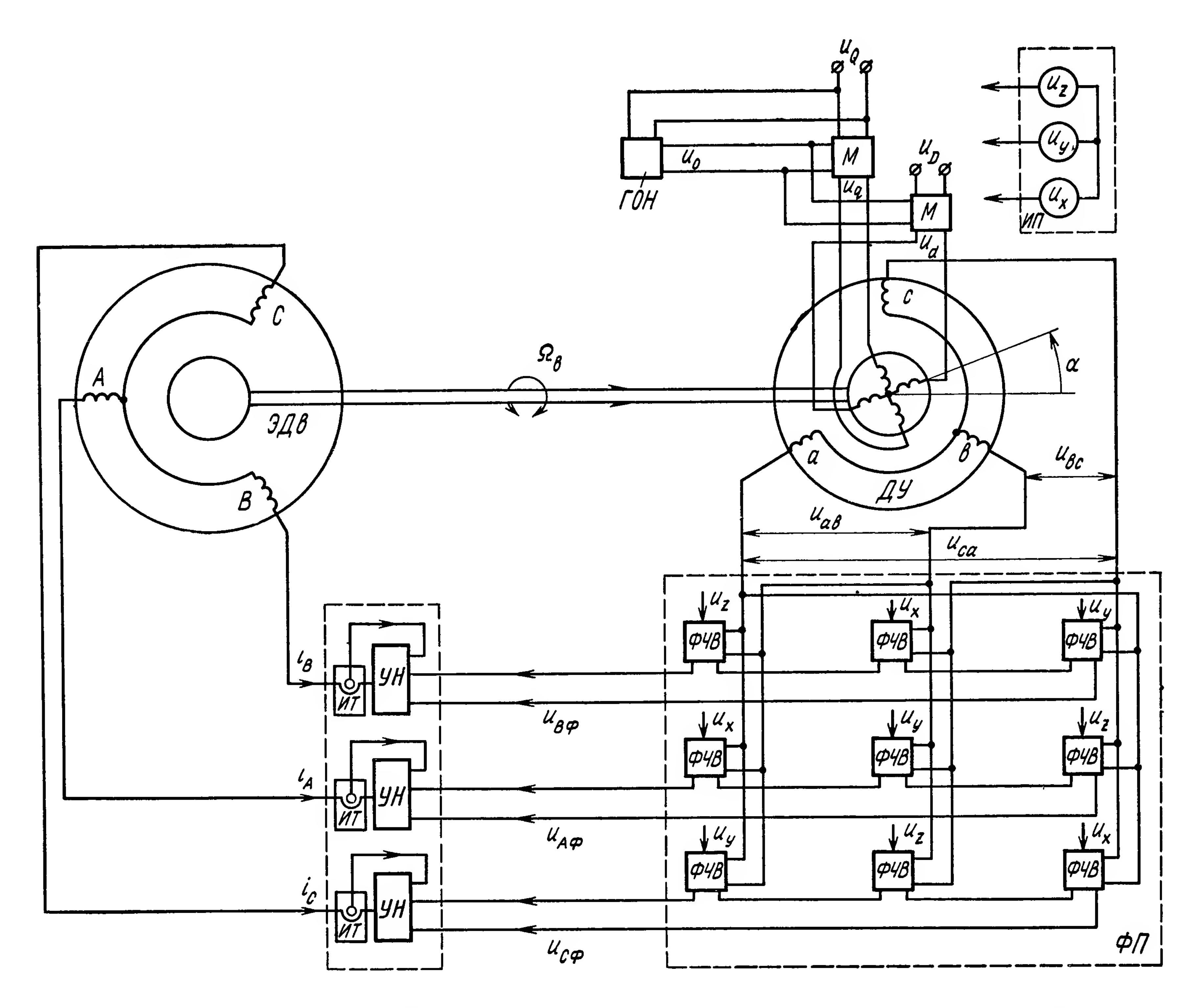


Рис. IV.12. Асинхронный привод с электронной схемой сложения частот

руются и образуют напряжения для управления *ПЭ*. *ФЧВ* группируются для того, чтобы исключить высшие гармонические составляющие, имеющиеся в напряжениях на их выходах, из напряжений, поступающих на вход преобразователя энергии привода. Объединение *ФЧВ* происходит в соответствии со следующими формулами:

$$\left.\begin{aligned} u_{A\Phi} &= u_{ab}u_x + u_{bc}u_y + u_{ca}u_z; \\ u_{B\Phi} &= u_{ab}u_z + u_{bc}u_x + u_{ca}u_y; \\ u_{C\Phi} &= u_{ab}u_y + u_{bc}u_z + u_{ca}u_x, \end{aligned}\right\} \qquad (IV.27)$$

где каждое из произведений относится к одному из *ФЧВ* и указывает, каким напряжением он питается и какое напряжение служит для него опорным [9].

Исследования полных аналитических выражений для напряжений на выходах *ФП* показывают, что в них имеются составляющие, совпадающие с напряжениями (IV.15) с точностью до постоянного коэффициента пропорциональности, а также имеются составляющие, частоты вращения которых больше Ω_1 в несколько раз, а амплитуда во много раз меньше амплитуды тока статора. Кроме того, имеются составляющие, частоты вращения которых в основном определяются значением ω_0. Обычно выбирают $\omega_0 = 2\pi\ 1000$ 1/с, при этом фильтры, которые приходится ставить на выходах *ФП*, имеют малые постоянные времени и на рабочих угловых скоростях привода не вносят запаздываний. Для напряжений на выходах фильтров справедливы выражения (IV.15) с учетом того, что коэффициенты $K_{\text{дду}}$ и $K_{\text{фчв}}$ заменяются коэффициентами передачи группы трех *ФЧВ* и фильтра на выходе этой группы. Привод, изображенный на рис. IV.12, обладает более высокими динамическими качествами и большей надежностью по сравнению с приводом, показанным на рис. IV.5, поскольку в нем схема управления выполнена на электронных устройствах без вспомогательной электромеханической системы.

На рис. IV.13 приведена схема привода двойного питания без вспомогательного синхронного электродвигателя в *ФП*, который выполнен на *ФЧВ*. Различие схем управления, изображенных на рис. IV.12 и IV.13, заключается в схеме *ГОН*. В приводе двойного питания *ГОН* состоит из трех *ФЧВ*, выходные напряжения которых суммируются и образуют напряжение u_0. *ФЧВ* включаются согласно следующей формуле:

$$u_0 = u_a u_x + u_b u_y + u_c u_z, \qquad \text{(IV.28)}$$

где каждое произведение указывает на то, какое напряжение подается на вход выпрямителя и какое напряжение служит опорным. На входы выпрямителей поступают напряжения промышленной частоты.

Напряжения (IV.26) являются опорными для *ФЧВ ГОН*. Исследование полного аналитического выражения напряжения на выходе *ГОН* показывает, что в нем имеются составляющая с круговой частотой $\omega_0 - \Omega_2$, составляющие с частотами, кратными частоте $\omega_0 - \Omega_2$ и другие высокочастотные составляющие. На практике приходится ставить фильтр на выходе *ГОН*, который не пропускает высокочастотные составляющие напряжения с выхода *ГОН* на модуляторы сигналов u_D и u_Q. На выходе фильтра формируется напряжение u_0 с круговой частотой $\omega_0 - \Omega_2$ как и в приводе рис. IV.12, только в приводе рис. IV.13 $\Omega_2 = \text{const}$.

На рис. IV.14 показана еще одна структурная схема асинхронного привода, в которой отсутствует электромеханический формирователь гармонических функций угла γ (круговой частоты токов ротора Ω_2). В этой схеме в отличие от схемы рис. IV.12 применен управляемый генератор (*УГ*) двухфазного напряжения круговой частоты Ω_2. Сигналы u_D и u_Q являются входными для *УГ* и поступают на два блока

Рис. IV.13. Привод двойного питания с электронной схемой сложения частот

Рис. IV.14. Асинхронный привод с электронным генератором частоты токов ротора

умножения (*БУ*). В качестве других сомножителей *БУ* используются гармонические функции угла γ, формируемые на выходах двух блоков деления (*БД*). Напряжения с выходов *БУ* поступают на два сумматора (*С*), на выходах которых образуются напряжения:

$$\left.\begin{array}{l} u_f = u_D \cos\gamma - u_Q \sin\gamma; \\ u_g = u_D \sin\gamma + u_Q \cos\gamma, \end{array}\right\} \qquad (IV.29)$$

где $\gamma = K_{\Omega 2} \frac{u_Q}{u_D} t$. Эти напряжения, пройдя через апериодические звенья (*АЗ*), поступают на определитель амплитуды (*ОА*) и на два блока деления. В качестве делителей используется сигнал с выхода *ОА*. У рассмотренного генератора $K_{\Omega 2} = 1/T$, где T — постоянная времени *АЗ*. Напряжения u_f и u_g, определяемые выражениями (IV.29), являются выходными напряжениями *УГ* и поступают на модуляторы *М* асинхронного привода (рис. IV.14). Напряжения, управляющие *ПЭ*, определяются выражениями (IV.15) при $K_{\text{дду}} = 1$.

Управляемый генератор выполняется с применением решающих (операционных) усилителей, имеет хорошую регулировочную характеристику и малую постоянную времени, достаточно прост в настройке и эксплуатации. Поэтому привод, изображенный на рис. IV.14, нашел широкое применение в промышленности.

В заключение отметим, что в схемах управления всех рассмотренных приводов используются генераторы, модуляторы и фазочувствительные выпрямители на полупроводниковых элементах, принципы работы которых описаны, например, в работе [21].

7. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭНЕРГИИ ПРИВОДОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Создание преобразователя энергии в приводе переменного тока представляет весьма трудную техническую задачу, не получившую до сих пор окончательного решения. Объясняется это тем, что приходится преобразовывать энергию промышленных источников напряжений в энергию источников, регулируемых по частоте и напряжению (току). Преобразователь энергии может быть выполнен на базе вращающихся электромеханических элементов (электромашинные преобразователи энергии) или с использованием элементов электроники (статические преобразователи энергии).

Электромашинные преобразователи энергии. В электромашинных преобразователях энергия промышленного источника напряжения преобразуется сначала в механическую энергию вращающегося вала, а затем в электрическую энергию источника регулируемой частоты и напряжения. В приводах переменного тока используют электромашинные преобразователи двух групп.

Энергия промышленного источника напряжения в преобразователях первой группы превращается в энергию вала, вращающегося с постоянной скоростью. Дальнейшее преобразование энергии ведется с помощью коллекторного генератора частоты, устанавливаемого на вращающемся валу. Такой преобразователь энергии аналогичен электромашинному усилителю (ЭМУ), применяемому в приводах постоянного тока.

Энергия промышленного источника в преобразователях второй группы превращается сначала в энергию вала, частота вращения которого регулируется, а затем преобразование энергии ведется с помощью синхронного или асинхронного генераторов, соединяемых с вращающимся валом.

Электромашинные преобразователи энергии находят основное практическое применение в нереверсивных приводах с частотным управлением, предназначенных для использования в разомкнутых системах регулирования скорости большого числа согласованно работающих механизмов, например веретен крутильных и прядильных машин текстильной промышленности, роликов рольгангов прокатных станов металлургической промышленности и т. д. [20]. Электромашинные преобразователи достаточно громоздки, имеют невысокий к. п. д. и малое быстродействие. По этим причинам они не получили широкого промышленного применения.

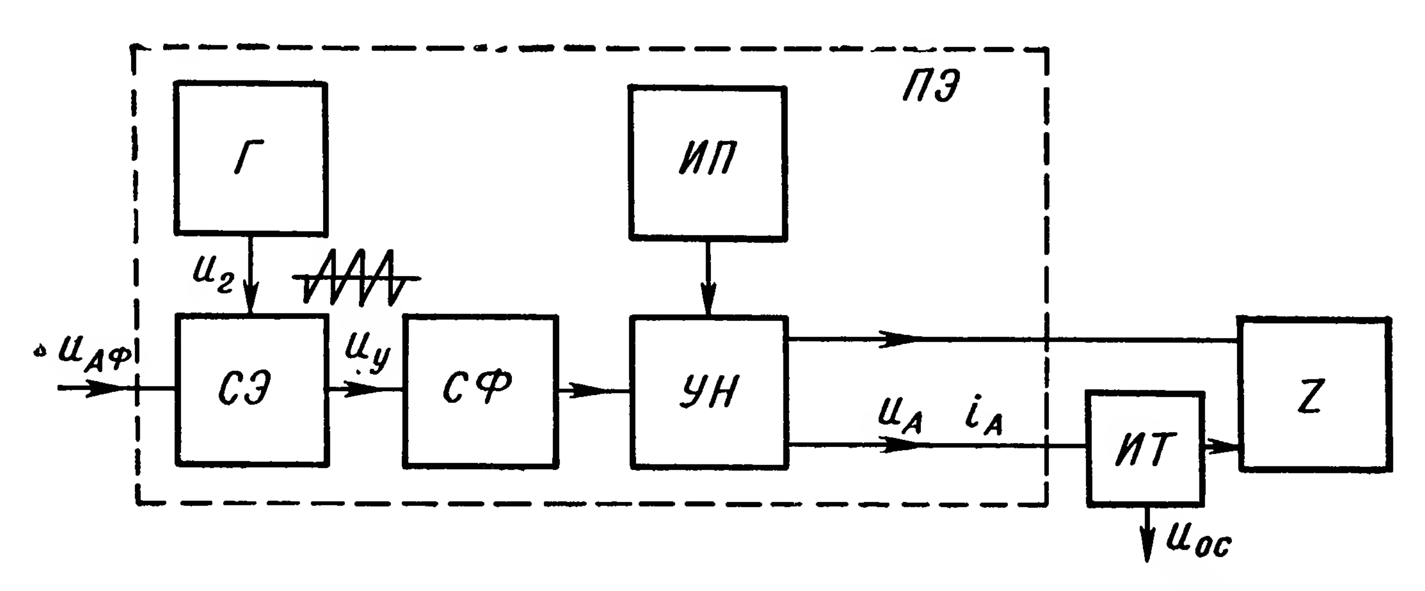


Рис. IV.15. Функциональная схема однофазного преобразователя энергии для частотного управления

Статические преобразователи энергии. В настоящее время уделяется большое внимание статическим преобразователям энергии, которые могут быть выполнены на таких элементах, как, например, ионные приборы, транзисторы, тиристоры (управляемые диоды) и магнитные усилители. Особенно перспективными элементами являются тиристоры, на базе которых могут быть созданы статические преобразователи энергии мощностью в несколько десятков и сотен киловатт. Тиристоры и транзисторы работают в схемах преобразователей в качестве полупроводниковых ключей и обеспечивают высокий к. п. д.

Устройство и принцип действия статических преобразователей для частотного и частотно-токового управления рассмотрим на примерах преобразователей для питания однофазной нагрузки. Число однофазных преобразователей в приводе определяется числом фаз электродвигателя. На рис. IV.15 и IV.16 даны функциональные схемы однофазных преобразователей энергии для частотного и частотно-токового управления соответственно, которые предназначены, например, для питания фазы *А* электродвигателя (см. § 3 и 4 настоящей главы).

Основным элементом преобразователей является силовой усилитель напряжения (*УН*), который питается от промышленного источника

питания (*ИП*) [7], [19], [22]. *УН* управляется напряжением $u_у$, поступающим с выхода сравнивающего элемента (*СЭ*) через схему формирования (*СФ*), формирующую сигналы управления силовыми элементами (например, тиристорами) *УН*. На *СЭ* поступает сигнал управления $u_{AФ}$, являющийся входным для одной фазы преобразователя энергии. В установившихся режимах работы привода сигнал $u_{AФ}$ является синусоидальным напряжением круговой частоты Ω_1. В приводе с частотным управлением величина этого сигнала определяет величину фазового напряжения электродвигателя u_A, а величина фазового тока i_A определяется величиной эквивалентного сопротивления фазы электродвигателя Z.

В приводе с частотно-токовым управлением сигнал $u_{AФ}$ определяет фазовый ток i_A электродвигателя во всех режимах работы, а необходимое напряжение u_A на фазе электродвигателя формируется автоматически в зависимости от сопротивления фазы Z. Вследствие этого, схемы

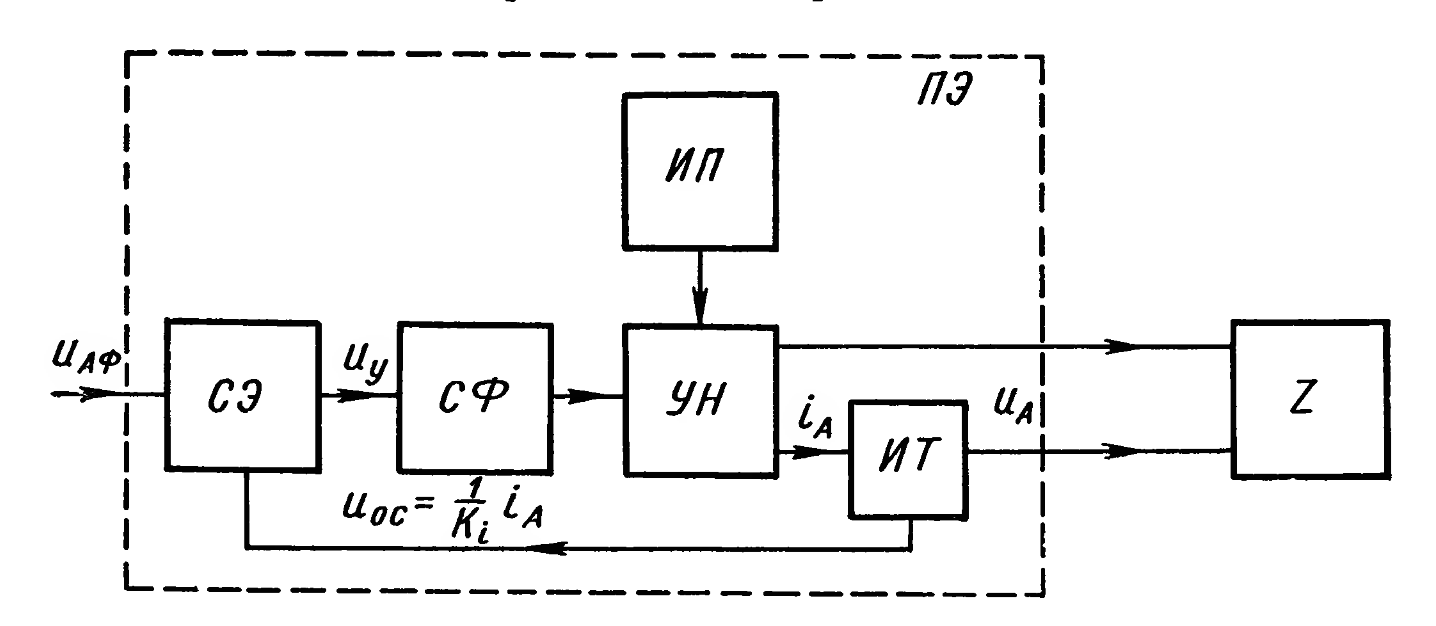


Рис. IV.16. Функциональная схема однофазного преобразователя энергии для частотно-токового управления

рис. IV.15 и IV.16 отличаются друг от друга. В схеме рис. IV.15 в *СЭ* поступает напряжение $u_г$ некоторой высокой постоянной частоты $f_г$ от вспомогательного генератора (*Г*). В схеме рис. IV.16 в *СЭ* поступает напряжение обратной связи u_{oc}, образуемое на выходе измерителя тока (*ИТ*), который преобразует мгновенное значение тока нагрузки i_A в мгновенное значение напряжения u_{oc} с коэффициентом преобразования $1/K_i$. Благодаря обратной связи по току i_A в схеме рис. IV.16 соблюдается связь между сигналом $u_{AФ}$ и током i_A.

В силовых цепях приводов с частотным управлением (рис. IV.3) тоже применяются измерители тока, но они используются для получения сигнала, пропорционального э. д. с. электродвигателя, и для ограничения тока нагрузки в переходных режимах работы привода. Рассмотрим некоторые общие вопросы работы преобразователей энергии, показанных на рис. IV.15 и IV.16. Усилитель напряжения должен не только обеспечивать потребление энергии, но и возвращение ее обратно в *ИП*. Это требование предъявляется к *УН* не из желания улучшить энергетические показатели привода, например к. п. д. Оно диктуется в первую очередь необходимостью рекуперативного торможения электродвигателя, что важно для получения высоких показателей качества регулирования при использовании привода в замкнутых

системах регулирования. Возможность рекуперации положительно сказывается и на надежности работы *УН*, так как в противном случае в схеме будут возникать напряжения, не предусмотренные номинальным режимом работы привода, что приведет к выходу из строя элементов усилителя. *УН* могут питаться от промышленных источников постоянного напряжения и от источников переменного напряжения с частотами, например 50 и 400 Гц.

При питании от сети постоянного напряжения используются *УН* с принудительной коммутацией силовых элементов [19], [22]. *УН*, питающиеся от сети переменного тока, разделяются на два типа. Первый тип усилителей непосредственно преобразует переменное напряжение постоянной частоты в переменное напряжение регулируемой частоты — усилители с непосредственным преобразованием. Для обеспечения режима рекуперации силовые элементы усилителя, например тиристоры, должны работать в инверторном режиме. На практике, при питании усилителей первого типа от промышленных источников частоты 400 Гц из-за наличия значительного индуктивного сопротивления этих источников трудно обеспечить надежную работу тиристоров в инверторном режиме. При питании же усилителей первого типа от мощной промышленной сети 50 Гц диапазон регулируемых частот усилителя оказывается малым (0—25 Гц) и не всегда пригодным для решения целого ряда практических задач.

В усилителях второго типа, питающихся от сети переменного напряжения, преобразование идет в две ступени — сначала переменное напряжение выпрямляется, а затем постоянное напряжение преобразуется в переменное регулируемой частоты. Эти усилители — усилители с промежуточной цепью постоянного напряжения — состоят из двух устройств: выпрямителя и усилителя с принудительной коммутацией силовых элементов [7], [22]. *УН* второго типа представляются более перспективными по следующим причинам. Во-первых, их можно питать от мощной сети частотой 50 Гц, что облегчает решение задачи инвертирования. Во-вторых, верхний предел регулируемых частот получается значительным (50 Гц и более) ввиду применения усилителя с принудительной коммутацией при питании от постоянного напряжения. *УН* с принудительной коммутацией используется в основном в таком режиме работы, когда включение и выключение силовых элементов усилителя любой фазы электродвигателя может осуществляться многократно за время периода круговой частоты Ω_1 и независимо от включения и выключения силовых элементов усилителей других фаз. В этом случае при питании усилителя постоянным нерегулируемым напряжением за счет изменения отношения времен нахождения силовых элементов во включенном и выключенном состояниях можно регулировать величину и обеспечивать требуемую форму тока нагрузки.

Все рассмотренные *УН* по принципу работы являются импульсными. В усилителях с непосредственным преобразованием переменного напряжения на нагрузку поступают широтно-модулированные импульсы, представляющие собой части синусоид напряжения источника питания. В усилителях с принудительной коммутацией на нагрузку

поступают прямоугольные широтно-модулированные импульсы, величина которых определяется величиной постоянного напряжения источника питания. В схеме рис. IV.15 при использовании усилителя с непосредственным преобразованием генератор *Г* вырабатывает, например, пилообразное напряжение частоты питающей сети, которое сравнивается с напряжением $u_{АФ}$ в *СЭ*. На выходе *СЭ* получим широтно-модулированные прямоугольные импульсы, с помощью которых *СФ* вырабатывает сигналы управления силовыми элементами *УН* и задает широтную модуляцию напряжения на выходе *УН*. Если используется *УН* с принудительной коммутацией, то, поскольку частота напряжения, питающего *УН*, равна нулю, генератор *Г* настраивают на некоторую заданную частоту.

В схеме рис. IV.16 формирование широтно-модулированных напряжений на выходе *УН* происходит иначе. Рассмотрим это на примере *УН* с принудительной коммутацией.

Различают два вида статических преобразователей для частотно-токового управления:

а) преобразователи без зоны нечувствительности по сигналу управления $u_{АФ}$ (преобразователи, непрерывно переключающиеся при всех значениях сигнала $u_{АФ}$, в том числе и при $u_{АФ} = 0$); этот вид преобразователей используется в приводах, к которым предъявляются высокие требования по качеству регулирования;

б) преобразователи с зоной нечувствительности по сигналу управления $u_{АФ}$, т. е. преобразователи, переключающиеся только при достижении сигналом на их входе определенной величины; этот вид преобразователей используется в приводах с менее жесткими требованиями к качеству регулирования, зато он обеспечивает малое потребление мощности приводом при нулевом сигнале на входе привода, что бывает важно для специальных объектов. В непрерывно переключающихся преобразователях, если разность $u_{АФ} - u_{ос} = \Delta u$ достигает некоторой величины $+\Delta U_м$, то *УН* переключается таким образом, что происходит увеличение (нарастание) тока в нагрузке *z*. Если разность Δu достигает значения $-\Delta U$, то *УН* переключается так, что происходит уменьшение (спад) тока. Величине $\Delta U_м$ соответствует определенная величина приращения тока в нагрузке:

$$\Delta I = K_i \Delta U_м. \qquad (IV.30)$$

Благодаря обратной связи ток в нагрузке определяется величиной $u_{АФ}$, отличаясь от задаваемого значения на величину, не большую ΔI. Следовательно, ток в нагрузке $i_н$ преобразователя имеет две составляющие: основную i_a, величина которой строго соответствует входному сигналу

$$i_a = K_i u_{АФ}, \qquad (IV.31)$$

и пульсирующую составляющую Δi, максимальное значение которой определяется выражением (IV.30). Частота переключений силовых элементов усилителя зависит от величины индуктивности L в цепи нагрузки, от величины ΔI и от величины напряжения на нагрузке.

Преобразователь с зоной нечувствительности по входному сигналу может быть разработан, например, со следующими параметрами и логикой переключения силовых элементов. Если входной сигнал $u_{АФ}$ меньше некоторой величины напряжения $\Delta U_м$, то силовые элементы усилителя закрыты и ток в нагрузке не протекает. Если входной сигнал равен или больше величины $\Delta U_м$, силовые элементы включаются так, что происходит увеличение тока в нагрузке и появляется напряжение $u_{ос}$. Когда разность Δu станет равной — $\Delta U_м$, силовой усилитель переключается так, что произойдет уменьшение тока и т. д.

Из описания работы схем рис. IV.15 и IV.16 следует, что в преобразователе для частотного управления силовые элементы *УН* переключаются с постоянной частотой промышленной сети или генератора *Г*, а в преобразователе для частотно-токового управления с переменной частотой. Это обстоятельство является достоинством преобразователей для частотно-токового управления, так как позволяет проектировать их при минимально возможной частоте переключений силовых элементов, т. е. с малыми потерями мощности в преобразователе [19].

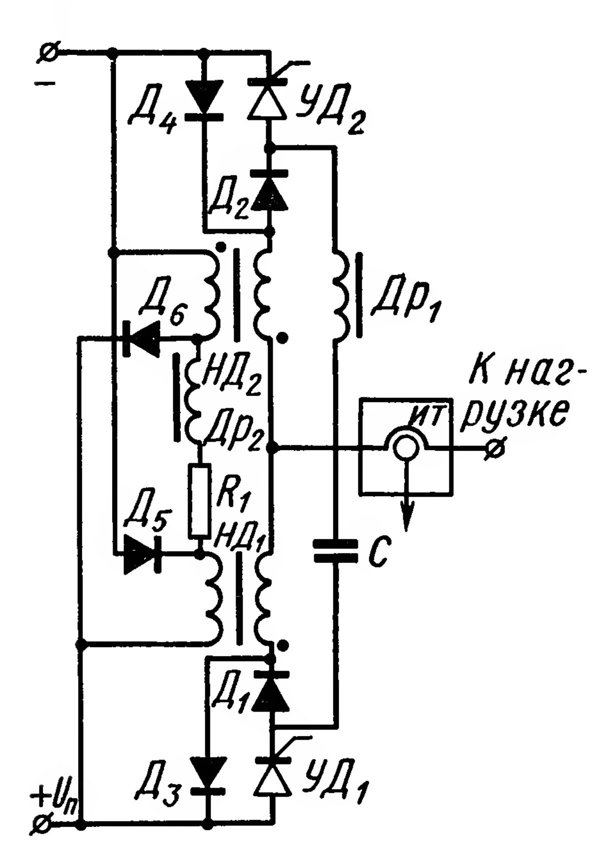


Рис. IV.17. Переключатель тока с нелинейными дросселями

Ниже более подробно будут рассмотрены преобразователи энергии для питания однофазной нагрузки, в которых применяются *УН* на тиристорах с принудительной коммутацией при питании от источника постоянного напряжения, а также *УН* на магнитных усилителях при питании от источника переменного напряжения. Так как преобразователь энергии состоит из отдельных элементов, например *УН*, *ИТ*, *СФ*, то сначала рассмотрим устройство и работу этих элементов.

Усилитель напряжения. Усилитель напряжения на тиристорах для питания реверсивной однофазной нагрузки выполняют по мостовой схеме, в которой в качестве двух смежных по нагрузке плеч моста используется реверсивный переключатель тока.

На рис. IV.17 показан переключатель тока, который может быть использован в преобразователях энергии как для частотного, так и для частотно-токового управления. Рассмотрим работу этого переключателя тока. Управляемый диод (тиристор) $УД_1$ обеспечивает подключение нагрузки к плюсу источника постоянного напряжения $U_п$ через диод $Д_1$, нелинейный дроссель $НД_1$ и измеритель тока *ИТ*. $УД_2$ обеспечивает подключение нагрузки к минусу источника напряжения через аналогичные элементы $Д_2$ и $НД_2$. Перед началом работы переключателя сердечники нелинейных дросселей перемагничиваются в исходные состояния током, задаваемым в их вторичных обмотках источником питания с помощью резистора R_1.

Пусть, например, необходимо задать в нагрузке ток $i_н = i_a + \Delta I$, протекающий от плюса источника напряжения. Для этого подается

импульс управления на $УД_1$. Когда $УД_1$ откроется, напряжение источника питания поступит на дроссель $НД_1$, перемагничивая его сердечник из исходного состояния в рабочее. После полного перемагничивания сердечника (т. е. насыщения) индуктивное сопротивление $НД_1$ станет малым и ток нагрузки начнет нарастать.

Пусть теперь, когда ток нагрузки достигнет значения $i_a + \Delta I$, требуется установить ток $i_a - \Delta I$. Для этого необходимо подать импульс управления на $УД_2$. С момента открывания тиристора $УД_2$ начинается колебательный процесс в коммутационном контуре, состоящем из конденсатора C и дросселя $Др_1$, который длится всего один период; во время второй полуволны тока $УД_1$ закрывается и колебательный процесс прерывается [19]. В то время, когда оба тиристора $УД_1$ и $УД_2$ оказываются открытыми, напряжение источника питания поступает на первичную обмотку дросселя $НД_2$, сердечник которого начинает перемагничиваться из исходного состояния в рабочее. Пока сердечник перемагничивается, индуктивное сопротивление $НД_2$ велико и потому не происходит короткого замыкания источника напряжения через открытые тиристоры. Выбор параметров $НД_2$ производится таким образом, чтобы время полного перемагничивания его сердечника было в 1,5—2 раза больше времени работы коммутационного контура. После того, как тиристор $УД_1$ закроется, ток нагрузки начинает уменьшаться, протекая по цепи: диод $Д_4$, дроссель $НД_2$ — нагрузка, перемагничивая сердечник $НД_2$. При этом ток нагрузки трансформируется во вторичную обмотку $НД_2$ и через диод $Д_6$ поступает в источник напряжения. К моменту, когда ток нагрузки уменьшится до значения $i_a - \Delta I$, тиристор $УД_2$ оказывается закрытым напряжением на диоде $Д_4$. Если необходимо, чтобы ток нагрузки снова начал нарастать, то при $i_н = i_a - \Delta I$ опять открывают тиристор $УД_1$. С этого момента ток нагрузки снова начнет увеличиваться, а сердечник дросселя $НД_2$ будет продолжать перемагничиваться теперь уже под действием тока в цепи резистора R_1. К моменту времени, когда выполнится равенство $i_н = i_a + \Delta I$ и потребуется включить тиристор $УД_2$, чтобы закрыть $УД_1$, сердечник дросселя $НД_2$ будет перемагничен. Следовательно, когда $УД_2$ откроется, короткого замыкания источника напряжения не произойдет. После этого переключатель тока работает аналогично описанному выше. Величина напряжения перемагничивания сердечников дросселей $НД_1$ и $НД_2$ определяется соотношением витков их первичной и вторичной обмоток, а время перемагничивания определяется по формуле

$$t_п = K_з K_т t_з,$$

где $K_з$ — коэффициент, показывающий во сколько раз время запирания тиристора $t_з$ меньше периода колебаний коммутационного контура, обычно выбирают $K_з = 3$; $K_т$ — коэффициент трансформации дросселей $НД_1$ и $НД_2$, обычно выбирают $K_т = 5 \div 20$.

Время $t_п$ не должно превышать времени между двумя последовательными включениями коммутационного контура. В преобразователе без зоны нечувствительности коммутационный контур включается каждый раз при открывании любого из тиристоров переклю-

чателя тока. В преобразователе с зоной нечувствительности коммутационный контур включается только при открывании какого-либо одного из тиристоров. Теоретические и практические исследования показывают, что при выбранном времени $t_п$ и при прочих равных условиях преобразователь без зоны нечувствительности будет иметь выходную частоту в 4 раза меньше выходной частоты преобразователя с зоной нечувствительности [19].

Рассмотренный переключатель тока является помехозащищенным: если один тиристор проводит ток, а на другой тиристор приходит импульс помехи, то кратковременное открывание этого тиристора вызовет лишь внеочередной колебательный процесс в коммутационном контуре.

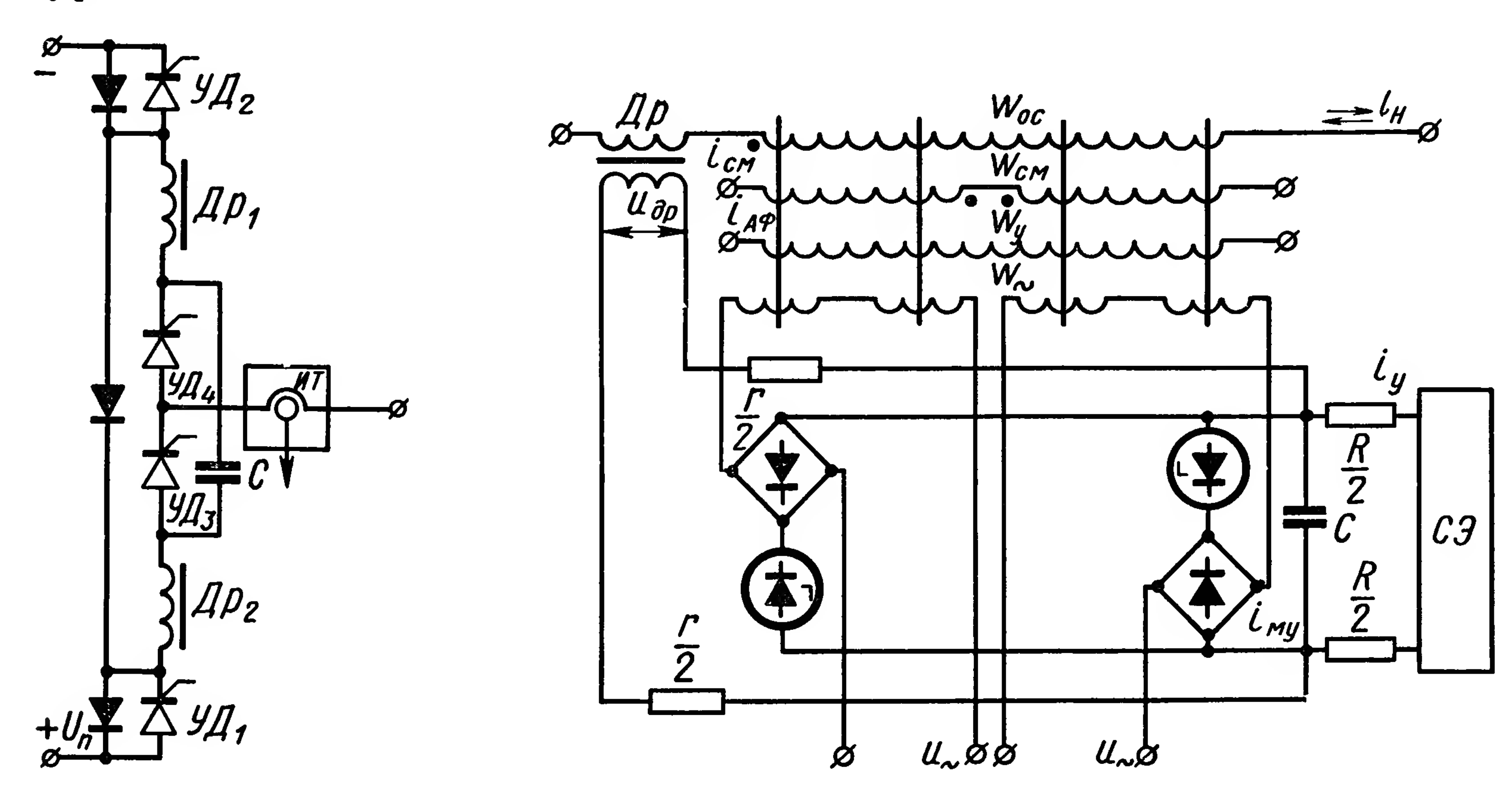


Рис. IV.18. Переключатель тока с дополнительными тиристорами

Рис. IV.19. Измеритель тока

На рис. IV.18 показан переключатель тока, в котором функции нелинейных дросселей переключателя (см. рис. IV.17) выполняют дополнительные тиристоры $УД_3$ и $УД_4$. Поскольку время закрывания тиристоров значительно меньше времени, необходимого для перемагничивания в исходные состояния сердечников дросселей $НД_1$ и $НД_2$, переключатель, показанный на рис. IV.18, является более быстродействующим. Однако у этого переключателя схема формирования сложнее, чем у рассмотренного.

Измеритель тока. На рис. IV.19 показана схема измерителя тока нагрузки, который имеет постоянный коэффициент передачи в широком диапазоне частот изменения тока на входе измерителя. Измерение низкочастотных составляющих (включая постоянную) тока нагрузки производится с помощью дифференциального дроссельного магнитного усилителя, выполненного на четырех сердечниках. Магнитный усилитель нагружен на диодные мосты, включенные последовательно и встречно со стабилитронами. Он формирует ток $i_{му}$, определяемый током нагрузки $i_н$, который воздействует на усилитель через обмотку обратной связи $w_{ос}$ в цепи тока нагрузки. Для измерения высо-

кочастотных составляющих тока нагрузки используется дроссель *Др*, первичная обмотка которого включается в цепь тока $i_н$. Дроссель *Др* является сглаживающим. Напряжение $u_{др}$ со вторичной обмотки дросселя через два резистора с величиной сопротивления $r/2$ подается на выход магнитного усилителя. Для получения требуемой передаточной функции измерителя тока в его схеме использованы два резистора с величиной сопротивления $R/2$ и конденсатор C. Ток $i_у$ на выходе измерителя может быть определен в виде двух составляющих:

$$i_у = i_1 + i_2, \qquad \text{(IV.32)}$$

где i_1 — возникает за счет тока $i_{му}$; i_2 — создается напряжением $u_{др}$.

Если рассматривать магнитный усилитель как источник тока, дроссель *Др* — как источник напряжения, а входное сопротивление сравнивающего элемента принять равным нулю, то можно записать:

$$i_1 = i_{му} \frac{r}{R+r} \frac{1}{1+sT}, \qquad \text{(IV.33)}$$

$$i_2 = \frac{u_{др}}{R+r} \frac{1}{1+sT}, \qquad \text{(VI.34)}$$

где $i_{му} = \frac{2w_{ос}}{w_\sim} i_н$; $T = C \frac{Rr}{R+r}$; $u_{др} = K_{др} i_н s L_{др}$;

$L_{др}$ — индуктивность дросселя *Др*;

$K_{др}$ — коэффициент трансформации напряжения от первичной обмотки ко вторичной дросселя *Др*.

После подстановки выражений (IV.33) и (IV.34) в уравнение (IV.32) получим

$$i_у = i_н \frac{2r}{(R+r)(1+sT)} \frac{w_{ос}}{w_\sim} \left[1 + s\left(\frac{1}{2} K_{др} \frac{L_{др}}{r} \frac{w_\sim}{w_{ос}}\right)\right],$$

откуда следует, что при выполнении условия

$$T = \frac{1}{2} K_{др} \frac{L_{др}}{r} \frac{w_\sim}{w_{ос}}$$

ток $i_у$ будет связан с током $i_н$ через коэффициент, не зависящий от частоты.

На практике в преобразователях для частотно-токового управления описанный измеритель тока играет одновременно и роль сравнивающего элемента. Магнитный усилитель имеет управляющую обмотку $w_у$, в которую задается входной ток $i_{АФ}$, соответствующий требуемому напряжению $u_{АФ}$. В этом случае ток $i_у$ будет характеризовать собой разность требуемого тока и тока нагрузки и будет входным сигналом для схемы формирования (см. рис. IV.16). Поступая строго, ток $i_{АФ}$ нужно было бы подавать на вход схемы сравнения переключателя тока. Однако в этом случае в измерителе токов пришлось бы иметь значительную линейную зону на выходе, что привело бы к большим потерям мощности в этом элементе. Подача входного тока в обмотку магнитного усилителя приводит к запаздыванию сигналов в канале управления током, поэтому величина емкости конденсатора C не должна быть большой. Описанный измеритель тока является универсальным. В частных случаях возможно использование измерителя

тока, выполненного на специальных трансформаторах тока [7], [18], [19].

Однофазный преобразователь на тиристорах. На рис. IV.20 показан однофазный преобразователь энергии, который содержит два переключателя тока (рис. IV.17), измеритель тока (рис. IV.19) и схему формирования, характеризующую данный вид преобразователя.

На рис. IV.21 показана схема формирования непрерывно переключающегося преобразователя энергии, которая содержит два одинаковых усилителя на транзисторах T_1 и T_2. Характерной особенностью этой схемы является то, что первые каскады усилителей на транзисторах T_1 образуют триггер. Следовательно, один из транзисторов T_2 всегда открыт и на соответствующую пару тиристоров $УД_1$, $УД_3$ или $УД_2$, $УД_4$ всегда подаются сигналы управления u_1, u_3 или u_2 и u_4 со вторичных обмоток трансформаторов управления $ТУ$.

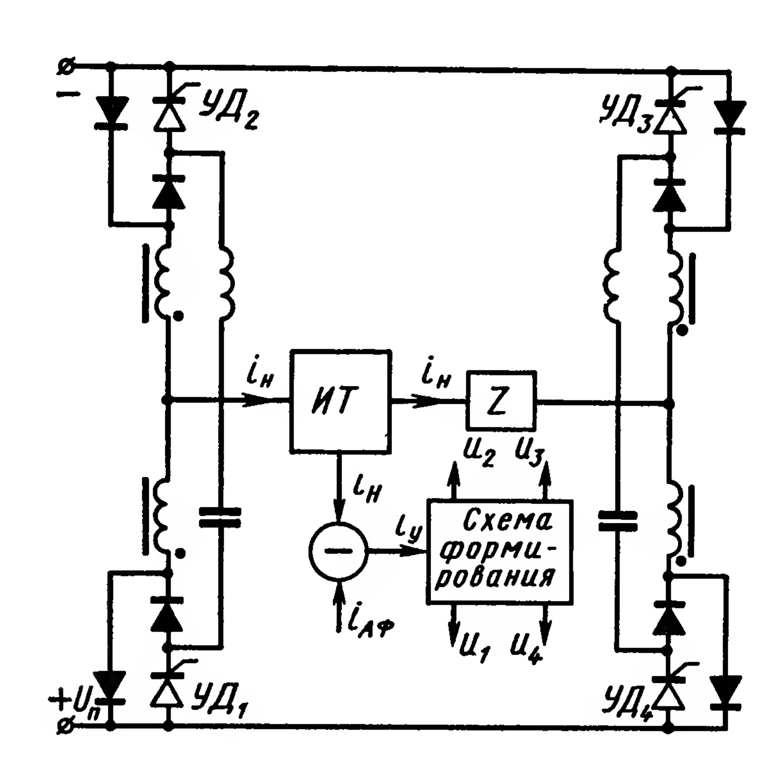


Рис. IV.20. Однофазный преобразователь энергии на тиристорах

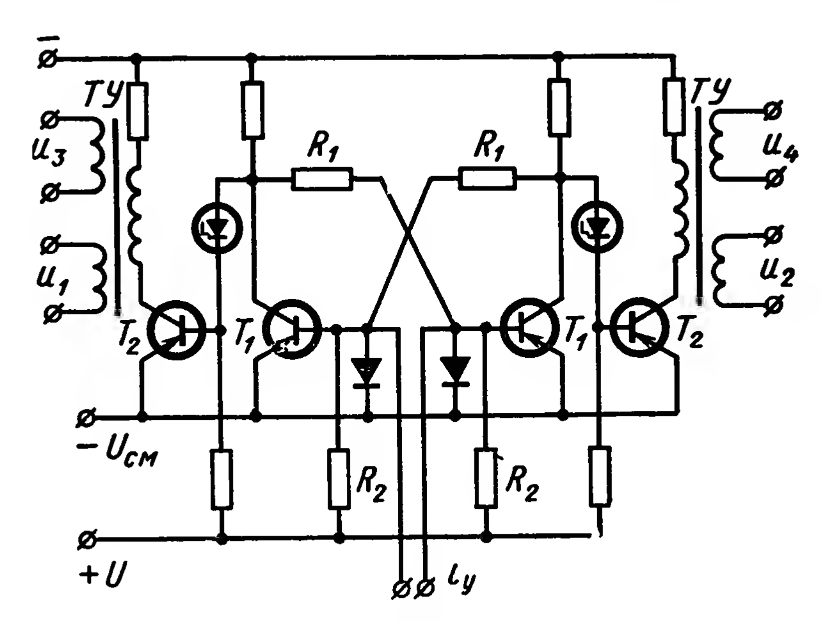


Рис. IV.21. Схема формирования преобразователя без зоны нечувствительности

Резисторы R_1 и R_2 выбираются таким образом, что изменение состояния триггера происходит тогда, когда величина тока $i_у$ достигает значения, соответствующего заданному отклонению тока нагрузки. Схема на рис. IV.21 обеспечивает непрерывное попеременное включение пар тиристоров $УД_1$, $УД_3$ и $УД_2$, $УД_4$ при любых значениях сигнала $i_{АФ}$ на входе преобразователя.

Выражение для частоты переключений тиристоров преобразователя получается в результате решения дифференциальных уравнений, составляемых для периодов времени нарастания и спада тока в нагрузке [19]. С достаточной для практических расчетов точностью решения уравнений получают при следующих допущениях: напряжение на нагрузке не меняется за время периода переключения; отсутствует падение напряжения на выходном омическом сопротивлении и на силовых элементах преобразователя. При этих допущениях частота переключений тиристоров определяется по формуле

$$f = \frac{U_п}{4L\,\Delta I}\left[1 - \left(\frac{u}{U_п}\right)^2\right], \qquad \text{(IV.35)}$$

где L — суммарная индуктивность в цепи нагрузки;

u — мгновенное значение напряжения на нагрузке.

При $u = 0$ получим формулу начальной частоты переключений

$$f_0 = \frac{U_п}{4L\,\Delta I}. \quad \text{(IV.36)}$$

На рис. IV.22 показана схема формирования преобразователя второго вида — преобразователя с зоной нечувствительности по входному сигналу. Она состоит из двух одинаковых, несвязанных друг с другом усилителей на транзисторах T_1 и T_2. Усилители имеют зону нечувствительности, т. е. импульсы управления для любой из пар тиристоров $УД_1$, $УД_3$ и $УД_2$, $УД_4$ появляются только тогда, когда ток $i_{АФ}$ достигнет некоторой заданной величины. Величина зоны нечувствительности (порога срабатывания) усилителя зависит от величины сопротивления резистора R_1 и соответствует величине тока в нагрузке ΔI. При $|i_{АФ}|$, большем порога срабатывания, преобразователь работает так же, как и непрерывно переключающийся, а частота его переключений определяется выражением (IV.35).

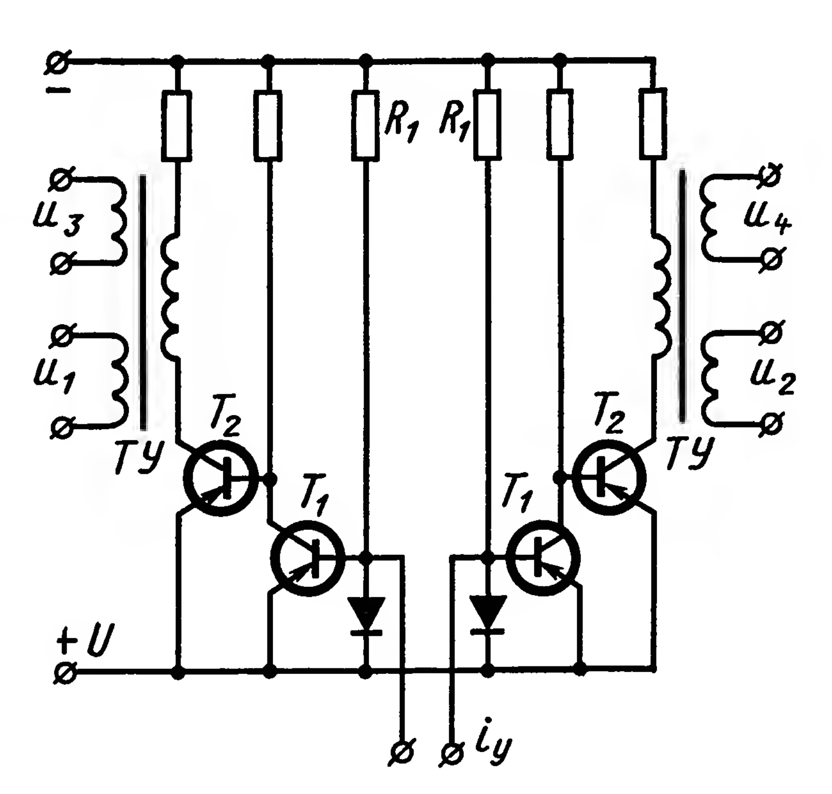


Рис. IV.22. Схема формирования преобразователя с зоной нечувствительности

В том случае, когда вопросы уменьшения потерь энергии в приводе играют первостепенную роль, необходимо уменьшать число переключений силовых элементов $УН$. Понизить частоту переключений элементов в $УН$ можно за счет понижения скоростей нарастания и спада тока нагрузки, исключая в определенных случаях из контуров формирования этого тока напряжение источника питания [12], [19], [27].

Для решения поставленной задачи удобно использовать преобразователь, изображенный на рис. IV.20, схема формирования которого имеет зону нечувствительности и обеспечивает подачу импульсов управления на тиристоры в соответствии с двумя программами. Одна программа содержит команды подать импульсы управления соответственно на тиристоры в $УД_1$, $УД_4$, $УД_3$, $УД_2$, $УД_1$ и т. д. Сокращенно обозначим эту программу как $П_{1,4,3,2}$ в соответствии с очередностью подачи импульсов управления на тиристоры. Тогда вторая программа может быть обозначена как $П_{1,2,3,4}$. Эти программы обеспечивают как низкие частоты переключений, так и равномерную загрузку силовых элементов преобразователя. Получение импульсов управления в соответствии с названными программами можно вести как и в рассмотренных выше преобразователях, измеряя отклонения тока нагрузки от заданного значения с помощью двух уставок тока, величины которых равны ΔI. Смену одной программы команд на другую можно производить, измеряя отклонения тока нагрузки от заданного значения с помощью двух других уставок тока, величины которых равны ΔI_1, причем ΔI_1 в 1,5—2 раза больше ΔI.

На рис. IV.23 показана схема формирования преобразователя с зоной нечувствительности и с программным управлением тиристорами. Схема содержит четыре одинаковых усилителя, каждый из которых предназначен для формирования импульсов управления только для одного тиристора. Два усилителя $У_1$ и $У_3$ управляют тиристорами $УД_1$ и $УД_3$, а два других $У_2$ и $У_4$ — тиристорами $УД_2$ и $УД_4$. Каждый усилитель имеет порог срабатывания, определяемый током, задаваемым в базу первого транзистора усилителя с помощью резисторов R_1 и R_2. Напряжение на резистор R_1 подается всегда, а на резистор R_2 — в зависимости от состояния триггеров *Тг*. Для каждой

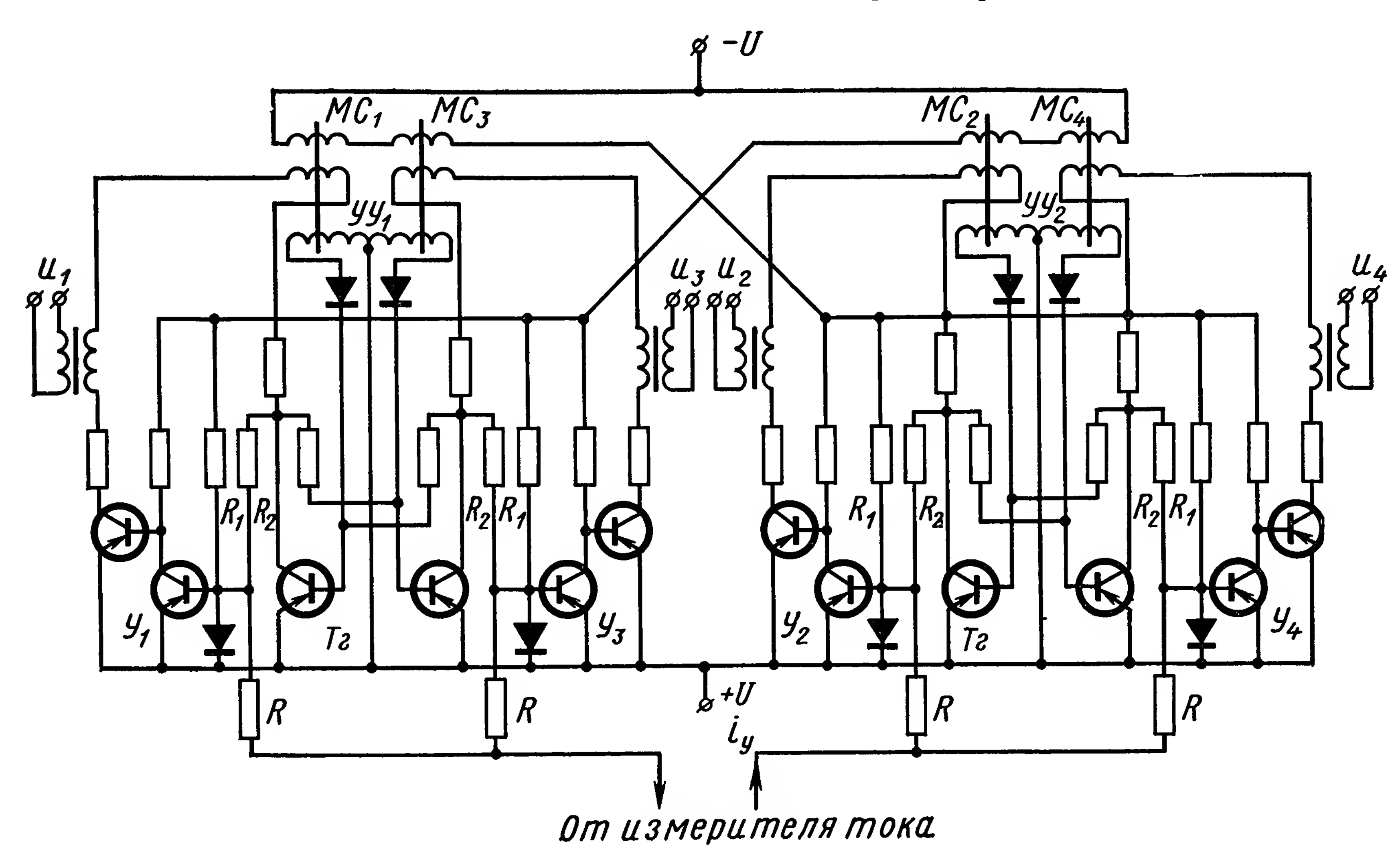
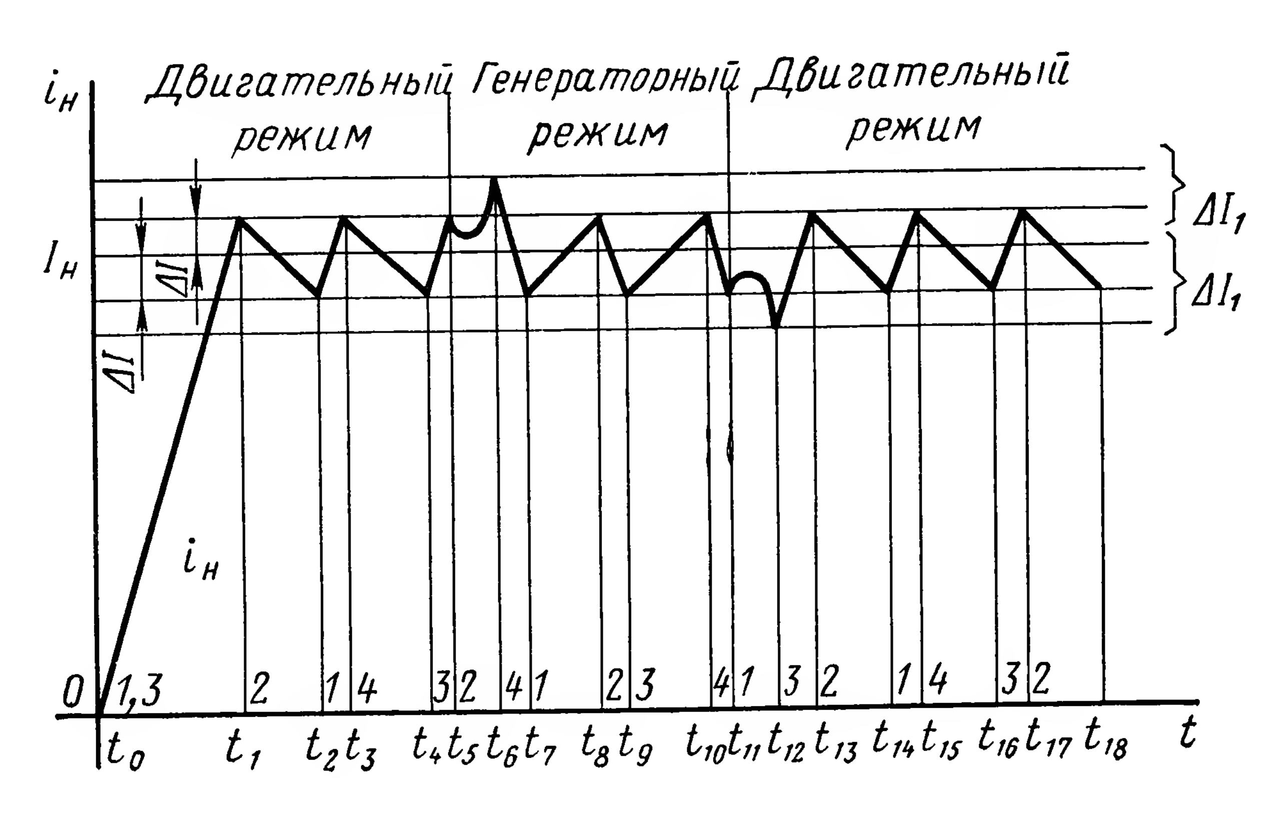


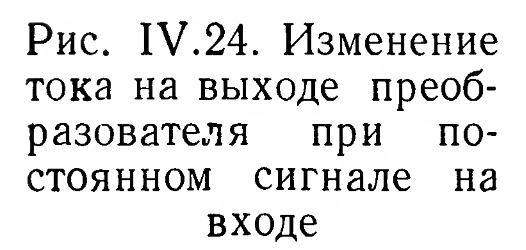
Рис. IV.23. Схема формирования для программного управления тиристорами преобразователя

пары усилителей $У_1$, $У_3$ и $У_2$, $У_4$ имеется свой триггер *Тг*. В любой паре усилителей $У_1$, $У_3$ или $У_2$, $У_4$ всегда один из них имеет малый порог срабатывания, определяемый током через резистор R_1, а другой — большой порог, определяемый токами через резисторы R_1 и R_2.

В процессе работы преобразователя состояния триггеров *Тг* меняются, т. е. меняются и пороги срабатывания усилителей. Для осуществления автоматического поочередного изменения порогов срабатывания в схеме предусмотрено два управляющих устройства $УУ_1$ и $УУ_2$ — по одному устройству на каждую пару усилителей $У_1$, $У_3$ и $У_2$, $У_4$. Каждое управляющее устройство состоит из двух запоминающих элементов, по одному элементу на каждый из усилителей. Запоминающие элементы выполнены на магнитных сердечниках *МС* и запоминают срабатывание соответствующего усилителя. Опрос запоминающих элементов, относящихся, например, к паре усилителей $У_2$, $У_4$, происходит в моменты срабатываний любого из усилителей другой пары $У_1$, $У_3$. После опроса запоминающих элементов изменяется состояние соответствующего триггера *Тг*, что и приводит к изменению

порогов срабатывания у соответствующей пары усилителей. В установившемся режиме работы срабатывают поочередно усилители из пар $У_1$, $У_3$ и $У_2$, $У_4$ — по одному усилителю из пары. При смене режима работы нагрузки обязательно срабатывают друг за другом два усилителя какой-нибудь из названных пар. На рис. IV.24 показан график изменения тока в нагрузке преобразователя для случая, когда ток нагрузки $I_н$ формируется с помощью тиристоров $УД_1$ и $УД_3$. С момента времени t_0 до t_5 принят двигательный режим работы нагрузки. С момента времени t_5 до t_{11} — генераторный режим, и далее после t_{11} — снова двигательный. Вдоль оси t проставлены цифры, указывающие тиристоры, на которые подавались импульсы управления в соответствующие моменты времени. Видно, что в двигательном режиме




Рис. IV.24. Изменение тока на выходе преобразователя при постоянном сигнале на входе

работы нагрузки реализуется программа команд $П_{1,4,3,2}$ в генераторном — $П_{1,2,3,4}$, а при смене программ импульсы управления формировали подряд усилители какой-либо из пар $У_1$, $У_3$ или $У_2$, $У_4$.

Рассмотренная схема формирования не только позволяет понизить частоты переключений силовых элементов преобразователя, но и повысить надежность его работы: если, например, по достижении током $i_у$ первого порога срабатывания одного из усилителей одной пары по какой-либо случайной причине не произошло включения (выключения) требуемого тиристора, то, продолжая нарастать, ток $i_у$ достигнет второго порога срабатывания другого усилителя этой же пары и произведет включение (выключение) соответствующего тиристора, способного также прервать нарастание (спад) тока нагрузки $i_н$.

На рис. IV.25 показаны регулировочные характеристики преобразователей — ток на выходе в зависимости от тока на входе: *1* — характеристика преобразователя без зоны нечувствительности; *2* — с зоной нечувствительности (она же — характеристика преобразователя с программным управлением).

Запишем выражение для частоты переключений преобразователя с программным управлением, полученное при тех же допущениях, что и выражение (IV.35):

$$f = \frac{U_п}{2L\,\Delta I}\left[\frac{|u|}{U_п} - \left(\frac{u}{U_п}\right)^2\right]. \qquad \text{(IV.37)}$$

На рис. IV.26 показаны графики изменения частот переключений, построенные в относительных единицах, для случая: когда ток в нагрузке превышает величину ΔI: график *1* — для преобразователей первого и второго видов, а график *2* — для преобразователя второго вида с программным пере-

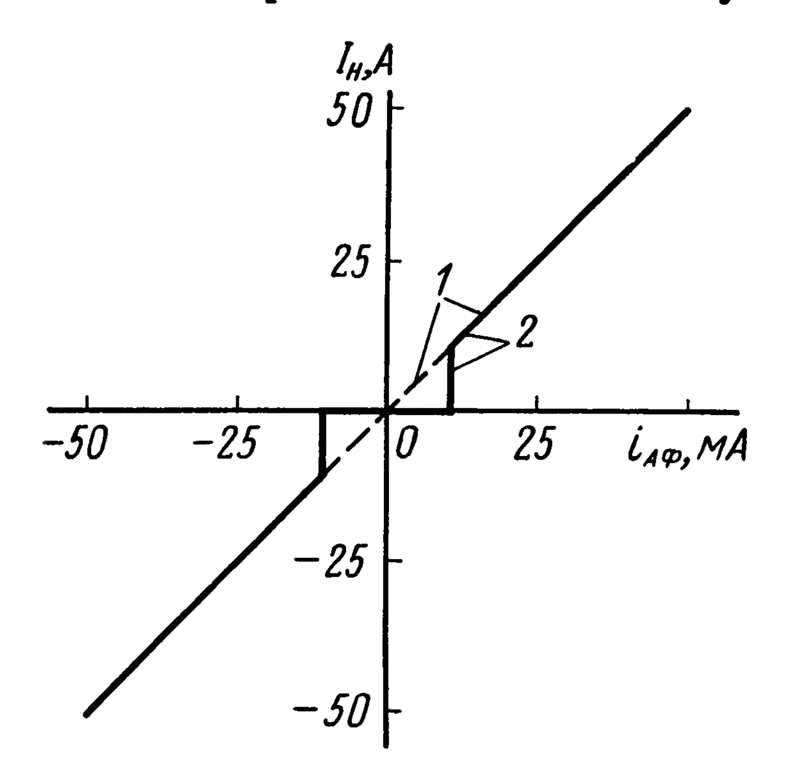


Рис. IV.25. Зависимость тока на выходе преобразователя от сигнала на входе

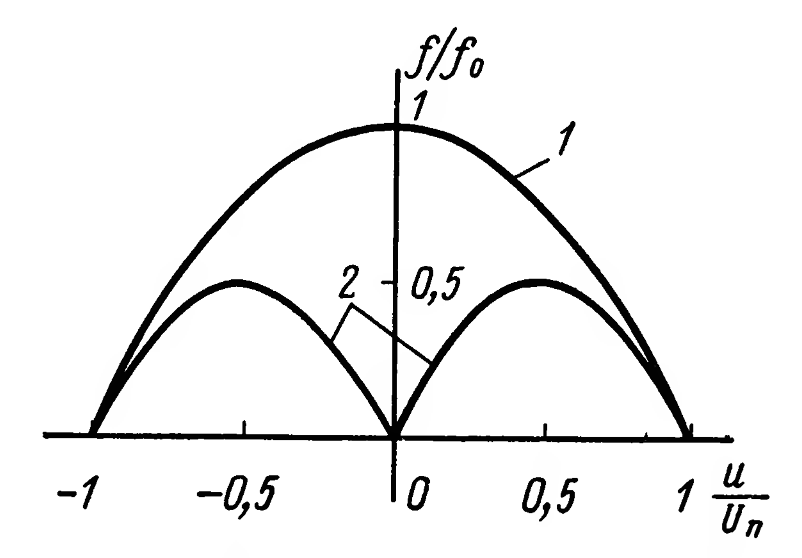


Рис. IV.26. Кривые изменения частот переключений преобразователей

ключением тиристоров. При проектировании преобразователя необходимо знать среднюю частоту переключений тока в нагрузке за период синусоидального изменения тока на выходе преобразователя.

Выражение для средней частоты переключений преобразователей первого и второго видов

$$f_{ср}=f_0\left[1-\frac{1}{2}\left(\frac{U_m}{U_п}\right)^2\right], \qquad (IV.38)$$

а для преобразователя с программным переключением

$$f_{ср}=f_0\left[\frac{4}{\pi}\frac{U_m}{U_п}-\left(\frac{U_m}{U_п}\right)^2\right], \qquad (IV.39)$$

где U_m — амплитуда напряжения на нагрузке.

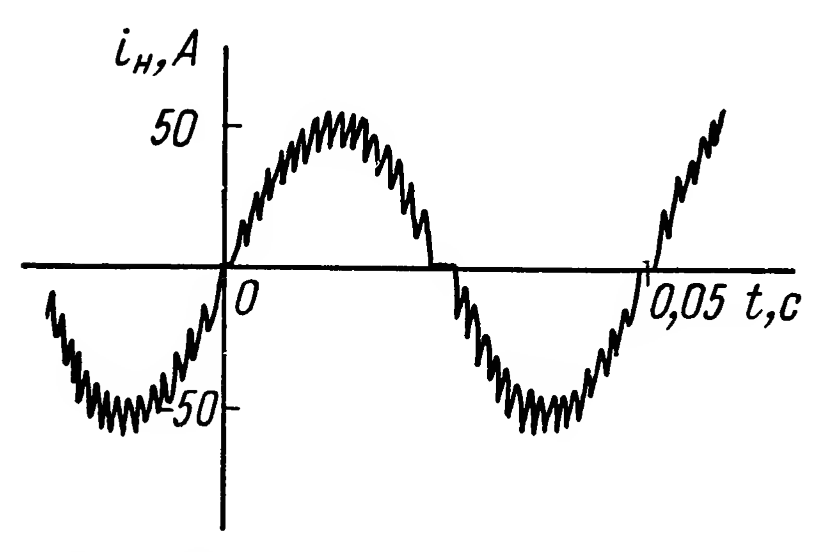


Рис. IV.27. Изменение тока на выходе преобразователя с зоной нечувствительности

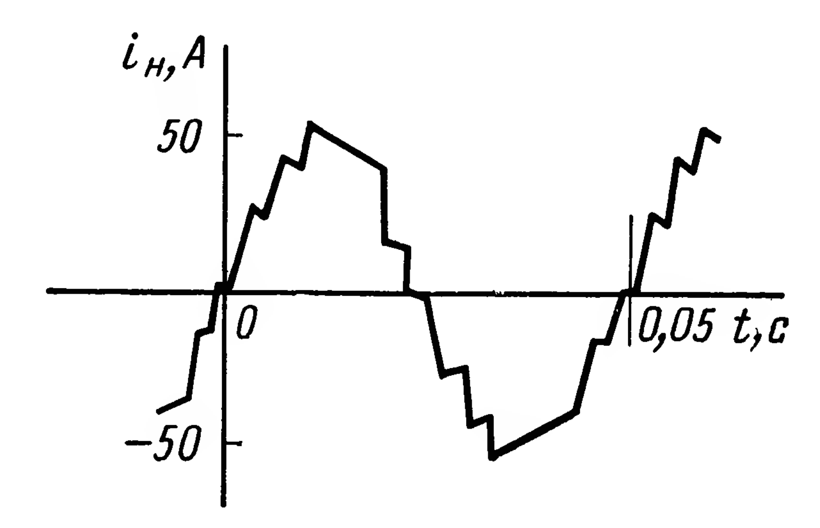


Рис. IV.28. Изменение тока на выходе преобразователя с программным управлением

Из выражения (IV.38) максимальное значение средней частоты оказывается равным частоте f_0, а из выражения (IV.33) — равным $0{,}41 f_0$.

На рис. IV.27 показана форма тока на выходе преобразователя, изображенного на рис. IV.20, со схемой формирования, приведенной

на рис. IV.22. На рис. IV.28 показана форма тока на выходе преобразователя (рис. IV.20) со схемой формирования (рис. IV.23). На входы преобразователей подавались одинаковые синусоидальные сигналы: Частоты изменений выходных токов преобразователей 20 Гц, амплитуды 50 А. Были измерены частоты переключений и собственные потери мощности преобразователей при постоянном токе в нагрузке $I_н = 10$ А (принято $\Delta I = 5$ А). Потери мощности и частота переключений преобразователя с программным переключением равны 60 Вт и 25 Гц и соответственно меньше в 7 и в 20 раз потерь и частоты преобразователя только с зоной нечувствительности (в преобразователях был использован переключатель тока, показанный на рис. IV.17, мощностью 10 кВт).

Статический трехфазный преобразователь. Преобразователи для питания трехфазной нагрузки (трехфазные преобразователи) в принципе можно также разделить на два вида, аналогично однофазным преобразователям. Однако специфика трехфазной нагрузки накладывает свой отпечаток и полной аналогии не получается. Трехфазный преобразователь любого вида обязательно будет содержать по три переключателя тока, измерителя тока и схемы формирования. При анализе работы трехфазного преобразователя необходимо учитывать схему подключения нагрузки.

Если источник питания преобразователя имеет среднюю точку и ее можно соединить со средней точкой нагрузки, то трехфазный преобразователь можно рассматривать как три автономных однофазных преобразователя, каждый из которых в отличие от рассмотренных выше однофазных преобразователей содержит только один переключатель тока. В однофазном преобразователе с одним переключателем тока (двухпозиционным) нельзя исключить из контуров нарастания и спада тока нагрузки напряжение источника питания. Это значит, что нельзя построить трехфазный преобразователь с программным переключением тиристоров — для этого нужен трехпозиционный переключатель. Для трехфазных преобразователей первого и второго видов схемы формирования в каждой фазе преобразователя ничем не отличаются от схем формирования, рассмотренных выше однофазных преобразователей соответствующих видов, регулировочные характеристики оказываются идентичными, а для частот переключений справедливы выражения (IV.35) и (IV.38) при замене в них $U_п$ на $U_п/2$.

Если источник напряжения не имеет средней точки, то работа любого из трех переключателей тока оказывается зависимой от работы двух других. Дело в том, что в трехфазной системе напряжений (токов) поступающая на вход преобразователя информация о требуемом токе в одной из фаз оказывается избыточной.

На практике получается, что какой-либо один переключатель тока преобразователя на некоторое время перестает формировать ток в фазе в соответствии с заданным током и его отклонением ΔI. В этом переключателе тока, несмотря на то, что на соответствующий тиристор поступает сигнал управления, ток на выходе (в фазе) продолжает, например, увеличиваться (уменьшаться) вместо того, чтобы уменьшаться (увеличиваться). Схемы формирования переключателей

тока строятся на базе схем рис. IV.21 и IV.22 с учетом того, что сигналы управления на тиристоры должны поступать длительно (это следует из рассмотренной особенности работы преобразователя). Поэтому выходные каскады усилителей схем формирования выполняют, например, в виде управляемых мультивибраторов или блокинг-генераторов, или с использованием управляемых выпрямителей напряжения промежуточной несущей частоты.

Преобразователь энергии на магнитных усилителях. При мощности привода от 1 до 5 кВт удобно использовать преобразователь энергии на магнитных усилителях (*МУ*) с внутренней обратной связью как для частотного, так и частотно-токового управления [7], [19]. Наиболее очевидным преимуществом такого преобразователя является высокая надежность, так как в схеме силового усилителя напряже-

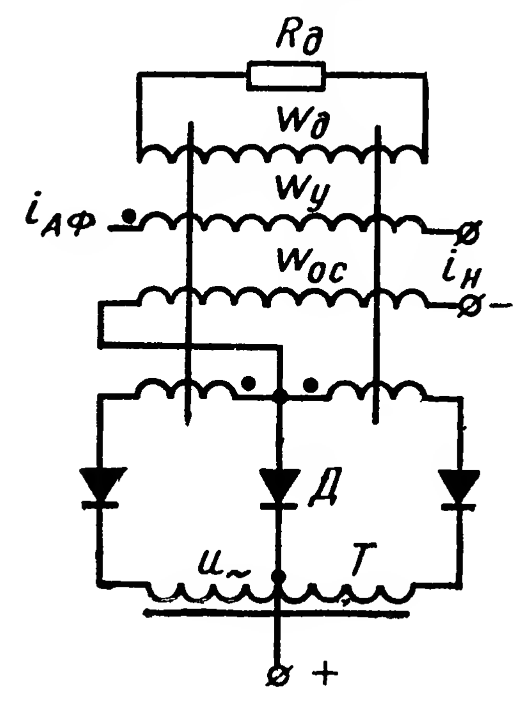


Рис. IV.29. Двухполупериодный магнитный усилитель

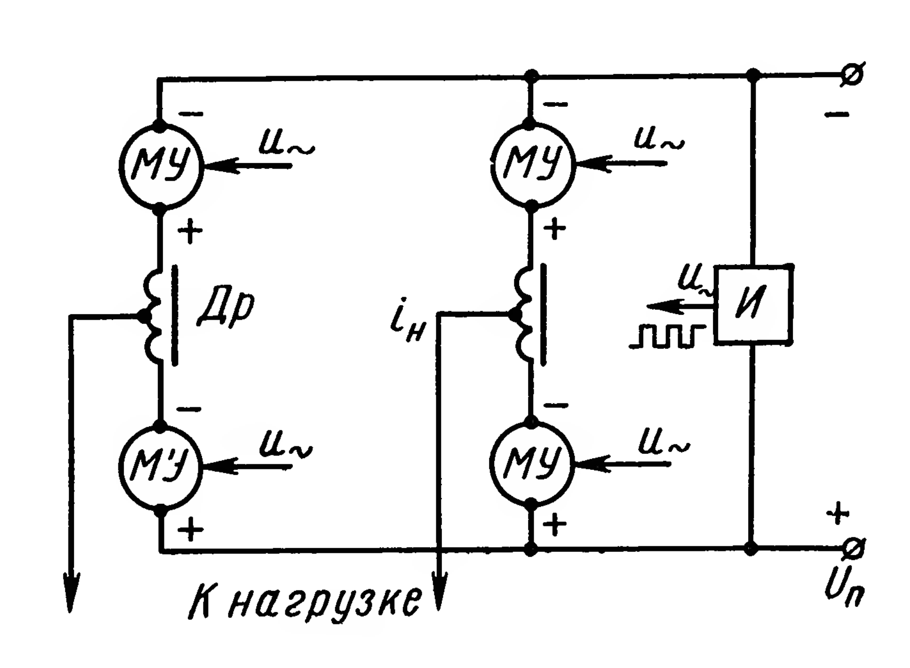


Рис. IV.30. Функциональная схема преобразователя на магнитных усилителях

ния применяются магнитные сердечники и неуправляемые диоды. В преобразователе для частотно-токового управления выявляется еще одно преимущество по сравнению, например, с преобразователем на тиристорах — простота осуществления обратной связи по току, достигаемая за счет использования специальной обмотки магнитного усилителя в цепи тока нагрузки.

Рассмотрим преобразователь энергии для частотно-токового управления на двухполупериодных *МУ*, собранных по схеме рис. IV.29. На рис. IV.30 показана схема преобразователя, предназначенного для питания отдельной фазы машины переменного тока. Усилитель напряжения преобразователя представляет собой четырехплечий мост. Плечами моста являются *МУ*, питание которых осуществляется переменным напряжением $u_{\sim}$ прямоугольной формы. Напряжение поступает от инвертора *И*, выполненного на тиристорах и подключенного к тому же источнику постоянного напряжения $U_п$, что и мост на *МУ*. Величина напряжения $u_{\sim}$ на вторичной обмотке трансформатора *T* (рис. IV.29) выбирается равной $2U_п$. Для подавления токов гармоник, возникающих при работе *МУ*, в схеме рис. IV.30 между двумя смежными по нагрузке *МУ* включены дроссели *Др*. *МУ* на рис. IV.29 представляет собой замкнутую по току нагрузки $i_н$ систему регули-

рования, что достигается включением обмотки обратной связи w_{oc} в цепь тока нагрузки, при этом входной сигнал $i_{АФ}$ поступает в обмотку управления $w_у$. Собственно *МУ* с внутренней обратной связью по напряжению играет в этой замкнутой системе роль импульсного усилителя напряжения, в котором регулирование среднего значения напряжения на выходе осуществляется по принципу широтно-импульсной модуляции напряжения питания *МУ* на постоянной частоте f, в 2 раза большей частоты напряжения $u_\sim$ инвертора *И*. Благодаря большому коэффициенту усиления *МУ* с внутренней обратной связью ток $i_н$ может с достаточной точностью соответствовать току $i_{АФ}$ при изменении сопротивления нагрузки от нуля до некоторого номинального значения. Устойчивая работа *МУ* в замкнутой системе регулирования тока достигается применением специальной демпфирующей обмотки $w_д$, нагруженной на резистор $R_д$.

Рассмотрим сначала, каким образом осуществляется регулирование тока нагрузки в преобразователе на *МУ*, и сравним его работу с работой однофазного мостового преобразователя на тиристорах. Увеличение тока нагрузки в преобразователе (см. рис. IV.30) происходит под действием напряжений, возникающих на выходах *МУ*, не смежных по нагрузке и шинам источника напряжения $U_п$. Если предположить, что работа этих *МУ* происходит «синхронно», то величина напряжения, поступающего на нагрузку и дополнительный дроссель *Др*, равна амплитуде прямоугольного напряжения на полуобмотке трансформатора *Т*, т. е. равна величине $U_п$, как и в преобразователе на тиристорах (см. рис. IV.20). В контур уменьшения тока $i_н$ входит напряжение $U_п$ источника питания преобразователя — ток нагрузки уменьшается, протекая через диоды *Д* (см. рис. IV.29) в источник напряжения $U_п$.

Таким образом, преобразователь на *МУ* потребляет энергию из источника постоянного напряжения $U_п$ через инвертор *И*, а рекуперирует энергию через диоды *Д* непосредственно в источник напряжения $U_п$. В этом заключается основное отличие мостового преобразователя, показанного на рис. IV.30, от известных мостовых преобразователей на транзисторах и тиристорах, в которых энергия от источника постоянного напряжения потребляется нагрузкой непосредственно через транзисторы или тиристоры. Другое отличие заключается в том, что широтно-импульсная модуляция напряжения $U_п$ осуществляется в *МУ* на постоянной частоте f, а в преобразователе рис. IV.20 на переменной частоте. Максимальное отклонение тока нагрузки от основной составляющей не остается постоянным и определяется приближенно выражением

$$\Delta I_{му} = \frac{U_п}{4fL}\left[1 - \left(\frac{u}{U_п}\right)^2\right], \qquad \text{(IV.40)}$$

где $\frac{U_п}{4fL} = \Delta I_{му\max}$ — наибольшее из отклонений.

Если принять в преобразователе, изображенном на рис. IV.30, величину $\Delta I_{му\ max}$ равной величине ΔI для преобразователя, показанного на рис. IV.20, то частота f оказывается равной частоте f_0 [см. выражение (IV.36)].

Рассмотрим некоторые результаты теоретических и практических исследований преобразователей на *МУ*, которые проводились при работе преобразователя на следующие виды нагрузки: активную R, активно-индуктивную RL и на эти нагрузки в сочетании с э. д. с. E.

При работе преобразователя на активную нагрузку различают симметричный и несимметричный (неустойчивый) режимы работы *МУ*. Симметричный режим характеризуется тем, что оба сердечника *МУ* находятся в насыщенном состоянии одинаковое время. При этом наблюдается строгое соответствие выходного тока требуемому. В несимметричном режиме, когда времена насыщения сердечников *МУ* различны, выделяются две фазы: первая фаза характеризуется соответствием выходного тока требуемому, вторая — отсутствием такого соответствия. При изменении величины сопротивления резистора $R_д$ от нуля наблюдаются все рассмотренные выше режимы работы *МУ*. Граница между симметричным и несимметричным режимами характеризуется с точностью 10—20% следующим выражением:

$$R_д = \frac{2Rw_д^2}{w_{ос}(w_\sim - w_{ос})}. \qquad (IV.41)$$

Знать границу между режимами необходимо, так как работа *МУ* в несимметричном режиме даже с первой фазой не желательна: неравномерно нагружаются элементы *МУ* и подмагничивается трансформатор инвертора.

Если вместе с сопротивлением нагрузки R имеется и э. д. с. E нагрузки, то граница режимов сдвигается в сторону увеличения $R_д$ по сравнению со значением, определяемым формулой (IV.41). Несимметричный режим не может возникнуть при выполнении условия

$$i_н \leqslant 0{,}5\,\frac{w_\sim - 2w_{ос}}{w_\sim - w_{ос}}\,\frac{U_п - E}{R}. \qquad (IV.42)$$

При работе преобразователя на активно-индуктивную нагрузку также наблюдаются симметричный и несимметричный режимы работы *МУ*, причем в несимметричном режиме возникают низкочастотные колебания тока в нагрузке.

Выражение для $R_д$, определяющее границу между этими режимами, имеет вид

$$R_д = \frac{fLw_д^2}{w_{ос}w_\sim}. \qquad (IV.43)$$

При проектировании *ПЭ* на *МУ* величину резистора $R_д$ необходимо выбирать в соответствии с формулами (IV.41) — (IV.43) или несколько меньшей, в противном случае работа *ПЭ* на *МУ* будет неустойчивой [17].

В заключение отметим, что выполнение преобразователя энергии в виде регулируемого источника тока имеет ряд положительных качеств:

1) требуемые форма и величина токов в силовых цепях привода достигаются заданием формы и величины сигнала на входе преобразователя энергии;

2) ограничение переменного тока низкой частоты (частоты питания электродвигателя) в силовых цепях привода производится по эффективному значению, без искажения синусоидальной формы, что обеспечивает нормальную и устойчивую работу привода при предельных по величине входных сигналах. Достигается это ограничением величины сигнала u_Q на входе управления приводом;

3) обеспечивается надежная работа полупроводниковых элементов преобразователя, так как благодаря обратной связи по току во всех режимах работы привода величина тока силовых элементов преобразователя будет определяться входным сигналом;

4) для приводов с синхронными машинами не предъявляются жесткие требования к фазе и форме входного напряжения преобразователя, как это необходимо делать в случае формирования напряжения статора синхронной машины при частотном способе управления;

5) возможно получение высокого к. п. д. преобразователя на транзисторах и тиристорах, что достигается уменьшением частот переключений силовых элементов преобразователя.

8. ОСНОВЫ СТАТИЧЕСКОГО И ДИНАМИЧЕСКОГО РАСЧЕТА ПРИВОДОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Проектирование и расчет привода переменного тока проводится в основном по тем же этапам, что и расчет привода постоянного тока. Можно выделить следующие основные этапы проектирования привода переменного тока: выбор схемы привода — с частотным управлением или с частотно-токовым управлением; выбор электродвигателя и силового редуктора; выбор преобразователя энергии; выбор схемы управления; определение статических и динамических характеристик привода.

При выборе схемы привода следует иметь в виду: привод с частотным управлением дает хорошие результаты при использовании его в разомкнутых системах регулирования средней угловой скорости, а привод с частотно-токовым управлением предназначен для работы в замкнутых системах регулирования скорости и положения.

Выбор электродвигателя и силового редуктора привода переменного тока производится из тех же соображений и по той же методике, что и выбор элементов в приводе постоянного тока.

Выбор преобразователя энергии привода — важный этап проектирования, поэтому остановимся на нем подробнее. При выборе схемы преобразователя необходимо руководствоваться материалами, изложенными в § 7 настоящей главы. При этом следует исходить из требуемой мощности на выходе преобразователя, диапазона выходных частот, надежности, к. п. д., быстродействия и параметров источников напряжения.

При расчете преобразователя энергии привода определяют величину напряжения источника питания силового усилителя напряжения. Покажем, как выбирают величину напряжения источника питания усилителя на примере привода с силовым усилителем и принудительной коммутацией, выполненным по схеме однофазного моста

(рис. IV.20). Будем считать, что электродвигатель переменного тока (для определенности — асинхронный электродвигатель) выбран из условия обеспечения заданной мощности на валу привода при заданной угловой скорости нагрузки. Это значит, что для этого электродвигателя при заданном режиме работы известны действующие значения напряжения на фазе U_1 и тока в фазе I_1, круговая частота тока статора Ω_1 и $\cos\varphi$.

Определим максимально возможную величину переменного напряжения частоты Ω_1, которую может сформировать силовой усилитель при заданном напряжении источника питания $U_п$. В первом приближении можно считать, что в том случае, когда электродвигатель обеспечивает заданную мощность на валу привода, силовые ключи усилителя переключаются с круговой частотой Ω_1, обеспечивая питание нагрузки прямоугольным напряжением с величиной $U_п$. Найдем выражение для величины напряжения на нагрузке усилителя через параметры нагрузки. Обычно в схемах статических преобразователей последовательно с фазой электродвигателя включается дроссель с индуктивностью $L_{др}$ для сглаживания пульсаций тока в фазе. Принимая это во внимание, получим выражение для действующего значения напряжения, которое должен сформировать усилитель для обеспечения заданного режима работы электродвигателя:

$$u=\sqrt{(U_1\cos\varphi+I_1r_{др})^2+(U_1\sin\varphi+I_1\Omega_1L_{др})^2}, \qquad (IV.44)$$

где $r_{др}$ — активное сопротивление дросселя.

Это выражение для напряжения u получим из векторной диаграммы напряжений, построенной на основе векторной диаграммы электродвигателя с учетом падения напряжения на дросселе от протекания тока I_1 частоты Ω_1. Исходя из того, что максимально возможное напряжение на выходе усилителя равно $U_п$ и не должно быть меньше амплитуды напряжения u, получим

$$U_п\geqslant\sqrt{2}\sqrt{(U_1\cos\varphi+I_1r_{др})^2+(U_1\sin\varphi+I_1\Omega_1L_{др})^2}. \qquad (IV.45)$$

В этом выражении неизвестными являются параметры сглаживающего дросселя. Дроссель выбирают, исходя из допустимых пульсаций тока в фазе электродвигателя и из допустимой величины падения напряжения на дросселе при заданном токе I_1 и круговой частоте Ω_1. Для конкретности изложения обратимся к непрерывно-переключающемуся преобразователю. В этом случае при определении величины $U_п$ используют выражение для начальной частоты переключения силовых ключей (см. § 7 настоящей главы).

Начальную частоту переключений f_0 силовых ключей выбирают из следующих соображений. Для получения высокого быстродействия и большого диапазона рабочих частот на выходе усилителя желательно иметь частоту f_0 как можно выше. Известно, что верхнее возможное значение частоты f_0 ограничивается динамическими параметрами силовых полупроводниковых элементов, так как при больших частотах $f_0\geqslant 1000\div 2000$ Гц значительно возрастают потери в уси-

лителе. Величину ΔI выбирают равной $(0{,}05 \div 0{,}2)\ I_{1m}$, где I_{1m} — амплитуда тока в фазе электродвигателя, при этом исходят из допустимой величины дополнительных потерь от пульсаций тока и из величины допустимых отклонений тока от синусоидальной формы. Сделать величину ΔI очень малой не удается, так как при выбранной частоте f_0 приходится использовать сглаживающий дроссель с большим индуктивным сопротивлением. Это нежелательно, поскольку в этом случае будет значительным падение напряжения на дросселе тока I и, следовательно, силовые каскады привода используются неэффективно, а динамические свойства привода будут невысокими.

Из приведенных рассуждений следует, что решение задачи определения величины $U_п$, индуктивности сглаживающегося дросселя, частоты f_0 и величины ΔI не является однозначным. Поэтому выбор названных параметров рассматриваемого силового усилителя производится методом последовательных проб и приближений при использовании выражений (IV.36) и (IV.45), причем исходными при этом бывают величины f_0 и ΔI. Отметим, что в выражении (IV.36) индуктивность L должна быть определена как сумма двух индуктивностей: индуктивности сглаживающегося дросселя и индуктивности, вносимой электродвигателем и равной индуктивности короткого замыкания.

Поскольку выражения (IV.36) и (IV.45) выведены в предположении отсутствия падения напряжения на силовых элементах, при окончательном выборе напряжения питания усилителя напряжение $U_п$ необходимо увеличить на величину падения напряжения на силовых ключах.

При расчете преобразователей энергии с силовыми усилителями с непосредственным преобразованием и с магнитными усилителями роль начальной частоты f_0 играет частота модуляции f, на которой происходит широтно-импульсная модуляция напряжения питания усилителей. Частота f для каждой конкретной схемы усилителя с непосредственным преобразованием (также и для магнитного усилителя) строго связана с частотой напряжения питания. Так, например, в рассмотренном в § 7 преобразователе энергии на двухполупериодных $МУ$ частота f была в 2 раза больше частоты напряжения питания.

При первоначальном выборе преобразователя энергии бывает важно знать, хотя бы приблизительно, связь частоты f_0 с максимально возможной частотой $f_{1\,\max}$ тока на выходе преобразователя.

Теоретические и практические исследования показывают, что при названных выше значениях f_0, ΔI и при использовании электродвигателей нормальных серий отношение частот f_0 и $f_{1\,\max}$ оказывается равным 15—20.

Остановимся коротко на динамических характеристиках приводов переменного тока, которые определяют, во-первых, работу привода в переходных режимах — режимах пуска, торможения, реверса, а во-вторых, работу в замкнутых системах регулирования.

Строгое определение динамических характеристик электроприводов переменного тока требует учета электромагнитных переходных процессов в системе преобразователь энергии — электродвигатель. Точ-

ное исследование переходных процессов связано с определенными трудностями: нелинейность дифференциальных уравнений, описывающих машину переменного тока; нелинейный (импульсный) характер процессов коммутации тока в статических преобразователях энергии; трудности аналитического описания процессов управления, связанных с изменением частоты напряжения (тока) статора (ротора) в широком диапазоне с одновременным изменением амплитуд названных величин. Поэтому в настоящее время большое внимание уделяется использованию методов моделирования и расчета приводов переменного тока с применением вычислительных машин. Далее, поскольку точное исследование приводов переменного тока аналитическими методами затруднительно, для получения качественных характеристик идут по пути применения допущений и использования приближенных методов и аналитических выражений. Этот путь оказывается оправданным при решении конкретных задач.

Рассмотрим качественно процессы пуска, торможения и реверса в приводах переменного тока. При качественном рассмотрении этих процессов считают, что электромагнитные процессы устанавливаются значительно быстрее механических переходных процессов, и потому их исключают из рассмотрения. В приводах с частотным управлением главным фактором, определяющим характер и качество процессов пуска, торможения и реверса, является скорость изменения частоты напряжения статора f_1 — скорость изменения сигнала на входе привода. Покажем это на примере привода с короткозамкнутой асинхронной машиной. Если скорость изменения частоты напряжения статора в приводе такова, что заданная частота устанавливается мгновенно, то механические переходные процессы протекают при неизменной частоте и характеризуются значительными пусковыми (тормозными) токами и потерями в электродвигателе.

При этом время переходного процесса вовсе не является минимальным. При очень малых скоростях изменения частоты напряжения процессы пуска и торможения будут длительными. Для асинхронных приводов с частотным управлением различают мягкий и жесткий частотный пуск (торможение) в зависимости от величины скорости изменения частоты. Если за время пуска (торможения) частота токов ротора f_2 не выходит за пределы критической частоты токов ротора $f_{2к}$, определяющей критический момент $M_к$, то пуск называется мягким. Такой пуск характеризуется малыми пусковыми токами и потерями. Если за время пуска (торможения) частота f_2 превышает значение $f_{2к}$, то это жесткий пуск, протекающий при больших токах и потерях. Оптимальным в отношении минимума потерь, минимального времени переходного процесса является режим работы (пуск, торможение) примерно с постоянной частотой токов ротора [20].

В приводах с частотно-токовым управлением вопрос о выборе скорости изменения входного сигнала не возникает. При пуске, торможении, реверсе допускается мгновенное изменение сигнала на входе привода до заданного значения. При этом механические переходные процессы будут совершаться под действием постоянного момента привода, определяемого величиной входного сигнала.

Рассмотрим некоторые вопросы, возникающие при использовании привода переменного тока в замкнутых системах регулирования. Для аналитического расчета замкнутых систем регулирования с приводами переменного тока необходимо иметь передаточные функции или знать амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики приводов.

Под частотными характеристиками привода с частотным управлением понимают зависимость амплитуды и фазы вынужденных колебаний угловой скорости привода от частоты гармонических колебаний сигнала на входе привода. Отметим, что гармоническое изменение входного сигнала приводит к гармоническому изменению частоты питающего электродвигатель напряжения и к негармоническому изменению величины этого напряжения, что объясняется нелинейной зависимостью величины напряжения питания электродвигателя от входного сигнала.

Для приводов с частотно-токовым управлением необходимо знать зависимость амплитуды и фазы вынужденных колебаний момента на валу привода от частоты изменения входного сигнала при постоянном значении скорости привода. При этом надо иметь в виду, что сигнал u_Q, например в асинхронных приводах, воздействует на привод по двум различным каналам управления: величиной токов статора и величиной частоты токов ротора. Учитывая это, можно сказать, что при гармоническом изменении сигнала u_Q колебания частоты и величины токов статора не будут гармоническими. Если принять во внимание нелинейности цепей статических преобразователей и изложенные выше соображения, то станет ясно, что получение точных выражений передаточных функций приводов переменного тока не представляется возможным. Именно поэтому решение задач динамики привода переменного тока с помощью моделирования и вычислительных машин является оправданным.

В ряде случаев без учета электромагнитных переходных процессов, без учета запаздываний в статическом преобразователе энергии и схеме управления для качественного рассмотрения системы регулирования передаточную функцию асинхронного привода с частотным управлением записывают приближенно как передаточную функцию апериодического звена [26]. Даже приближенный учет электромагнитных процессов приводит к более сложным выражениям передаточной функции [20].

Если не учитывать запаздываний в схеме управления и статическом преобразователе энергии, то передаточные функции приводов с частотно-токовым управлением для скоростной и позиционной систем будут соответственно

$$W_\Omega = \frac{K_\Omega}{s}; \quad W_\alpha = \frac{K_\alpha}{s^2},$$

где K_Ω и K_α — статические коэффициенты передачи приводов. Предположение о безынерционности преобразователя энергии оказывается оправданным, так как он рассчитывается из условия работы привода

с полным моментом вплоть до критических скоростей, т. е. до выходных частот 50 Гц и более.

Заслуживает внимания и тот факт, что даже наличие электромеханической системы в схеме управления асинхронного привода не препятствует получению приведенных выше передаточных функций. В этом случае постоянная времени электромеханической системы не должна быть больше постоянной времени цепи ротора асинхронной машины [19].

ЛИТЕРАТУРА

1. **Бертинов А. И., Варлей В. В., Мизюрин С. Р.** Электромагнитные силы в двигателе с катящимся ротором. — «Электричество», 1964, № 8.
2. **Бродовский В. Н., Кузнецов Ю. А.** Способ управления бесколлекторным транзисторным электроприводом постоянного тока. Авт. свид. № 186018. Бюллетень изобретений. 1966.
3. **Богомолова Г. А., Вейнгер А. М.** и др. О возможностях регулируемого электропривода с синхронным двигателем. — «Электричество», 1971, № 9.
4. **Бродовский В. Н., Иванов Е. С., Пятков М. И., Тарасов Г. П.** Способ частотного управления моментом асинхронного двигателя. Авт. свид. № 193604. Бюллетень изобретений. 1967.
5. **Бродовский В. Н., Жилин А. С., Иванов Е. С., Морозов Д. М., Пятков М. И.** Способ частотного управления электродвигателем. Авт. свид. № 245889. Бюллетень изобретений. 1969.
6. **Бродовский В. Н., Иванов Е. С.** Бесконтактный электропривод с частотно-токовым управлением для замкнутых систем регулирования. — «Электричество», 1967, № 10, с. 53—61.
7. **Бродовский В. Н., Иванов Е. С., Кузнецов Ю. А., Пятков М. И.** Статические преобразователи для частотно-токового управления машинами переменного тока, ИАН СССР. — «Энергетика и транспорт», 1969, № 2, с. 53—67.
8. **Бродовский В. Н., Кузнецов Ю. А.** Синхронный тиристорный электропривод с частотно-токовым управлением. — «Электричество», 1969, № 3, с. 43—49.
9. **Бродовский В. Н., Иванов Е. С., Кузнецов Ю. А., Пятков М. И.** Способ генерирования частотно-измеряемого многофазного напряжения. Авт. свид. № 230271. Бюллетень изобретений. 1968.
10. **Бродовский В. Н., Иванов Е. С., Киселев Е. М.** Многофазный генератор регулируемой частоты и амплитуды. Авт. свид. № 192908. Бюллетень изобретений. 1967.
11. **Бродовский В. Н., Кузнецов Ю. А., Ольховский В. Л.** Устройство для формирования сигнала обратной связи по току. Авт. свид. № 194162. Бюллетень изобретений. 1967.
12. **Бродовский В. Н., Иванов Е. С., Кузнецов Ю. А.** Статический преобразователь энергии на тиристорах с искусственной коммутацией с регулированием выходного тока. Труды Второй научно-технической конференции по проблеме тиристорного управляемого асинхронного электропривода. Свердловск, 1971, с. 167—170.
13. **Бродовский В. Н., Иванов Е. С.** Асинхронная машина с короткозамкнутым ротором при частотно-токовом управлении, ИАН СССР. — «Энергетика и транспорт», 1971, № 3, с. 67—77.
14. **Бродовский В. Н., Замбржицкий А. А., Каржавов Б. Н.** Способ ускоренного разгона гиромотора. Авт. свид. № 284868. Бюллетень изобретений. 1971.
15. **Бродовский В. Н., Жилин А. С., Иванов Е. С., Котеленец Н. Ф.** Асинхронные приводы с частотно-токовым управлением, ИАН СССР. — «Энергетика и транспорт», 1974, № 2, с. 103—111.
16. **Бродовский В. Н., Каржавов Б. Н., Рыбкин Ю. П.** Бесконтактный реверсируемый регулируемый привод. Авт. свид. № 253226. Бюллетень изобретений. 1969.
17. **Бродовский В. Н., Иванов Е. С., Пятков М. И.** Преобразователь энергии на магнитных усилителях для частотно-токового управления. Научно-методический сборник «Электромеханические устройства систем автоматики», ТПИ, Томск, 1973.

18. **Бродовский В. Н., Каржавов Б. Н.** Трансформатор тока. Авт. свид. № 307520. Бюллетень изобретений. 1971.

19. **Бродовский В. Н., Иванов Е. С.** Приводы с частотно-токовым управлением. М., «Энергия», 1974.

20. **Булгаков А. А.** Частотное управление асинхронными электродвигателями. М., «Наука», 1966, с. 12—295.

21. **Конев Ю. И.** Транзисторные импульсные устройства управления электродвигателями и электромагнитными механизмами. М., «Энергия», 1964, с. 5—118.

22. **Лабунцов В. А., Ривкин Г. А., Шевченко Г. И.** Автономные тиристорные инверторы. М., «Энергия», 1967, с. 4—159.

23. **Петров Г. Н.** Электрические машины. Ч. II. ГЭИ, 1963, с. 9—413.

24. **Садовский И. М.** Бесконтактный сельсин. Авт. свид. № 56183, 1939.

25. **Сандлер А. С., Сарбтов Р. С.** Частотное управление асинхронными двигателями. М., «Энергия», 1966, с. 5—144.

26. **Эфендизаде А. А.** Теория регулируемого асинхронного электропривода. Баку, Изд-во АзССР, 1955, с. 5—184.

27. **Abraham L., Heumann K., Koppelmann F.** Wechselrichter zur Drehzahlsteuerung von Käfigläufermotoren, «AEG — Mitt», 1964, № 1/2,8 9—106.

28. **Bauer K.-H., Waldmann H., Weibelzah M.** Dfe Transvektor — Regelung für den felborientieren Betrieb einer Synchronmaschine, «Siemens — Z.», 1971.

29. **Blaschke F.** Das VeBerfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine, «Siemens Forschungs und Entwicklugsber», 1972, Heft 1, 184—193.

30. **Heck R., Meyer M.** Die asynchrone Umrichtermaschine ein kontaktloser, drehzahlregelbarer Umkehrantrieb, «Siemens Z.», 1963, 37, № 42, 290.

31. **Heumann K., Jordan K. G.** Das Verhalten des Käfigläufermotors bei veränderlicher Speisefreguenz und Stromegelung, «AEG — Mitt», 1964, № 1/2, 107 —116.

32. **Stemmler H.** Antriebssystem und elektronische Regeleinrichtung der getriebelosen Rohrmühle, «Brown Boveri Mitt», 1970, № 3.

ГЛАВА V

ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА С ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМИ МУФТАМИ

Развитие современных систем автоматического управления в направлении оптимизации тех или иных характеристик процесса и увеличения эффективности требует применения исполнительных устройств, обладающих определенными свойствами. Основными из них являются высокое быстродействие, большая скорость нарастания выходной мощности, значительный коэффициент усиления и др. Важными свойствами также являются малый вес, простота конструкции, низкая стоимость и надежность работы. Этими качествами обладают исполнительные устройства с электромагнитными муфтами. В настоящее время область применения исполнительных устройств с муфтами весьма широка — от прецизионных приборных следящих систем до мощных регуляторов судового привода.

Принцип действия исполнительного устройства с муфтой заключается в передаче вращающего момента от неуправляемого источника механической энергии электродвигателя к нагрузке посредством связи ведомой и ведущей частей муфты. Управление механической связью электродвигателя с нагрузкой осуществляется электромагнитным способом.[1]

Дальнейшее изложение относится к исполнительным устройствам, состоящим из электродвигателя и двух электромагнитных муфт, которые обеспечивают реверсивное управление нагрузкой в системах автоматического регулирования.

Электромагнитным муфтам посвящена обширная литература, например работы [1], [5] и [8], чего нельзя сказать о приводе или исполнительных устройствах систем автоматического управления, использующих электромагнитные муфты. Поэтому в данной главе освещаются вопросы, относящиеся к указанной проблеме.

---

[1] Следует иметь в виду отличие исполнительного устройства с муфтой от электромагнитной муфты, используемой в качестве средства управления передачей движения от электродвигателя к нагрузке см. ([9], [10], [13], [14]).

1. КОНСТРУКЦИЯ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ С ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМИ МУФТАМИ

В большинстве случаев исполнительные устройства с муфтами разрабатывают для каждой конкретной системы автоматического регулирования, поэтому их конструкции чрезвычайно разнообразны.

Ниже дан ряд примеров типичных конструкций электромагнитных муфт с учетом того, что проектирование исполнительного устройства (с одним или двумя электродвигателями) велось на основе кинематических схем объединения муфт, показанных на рис. V.1 и V.2.

Наибольшее распространение получили муфты следующих типов: электромагнитные фрикционные, электромагнитные порошковые, индукционные.

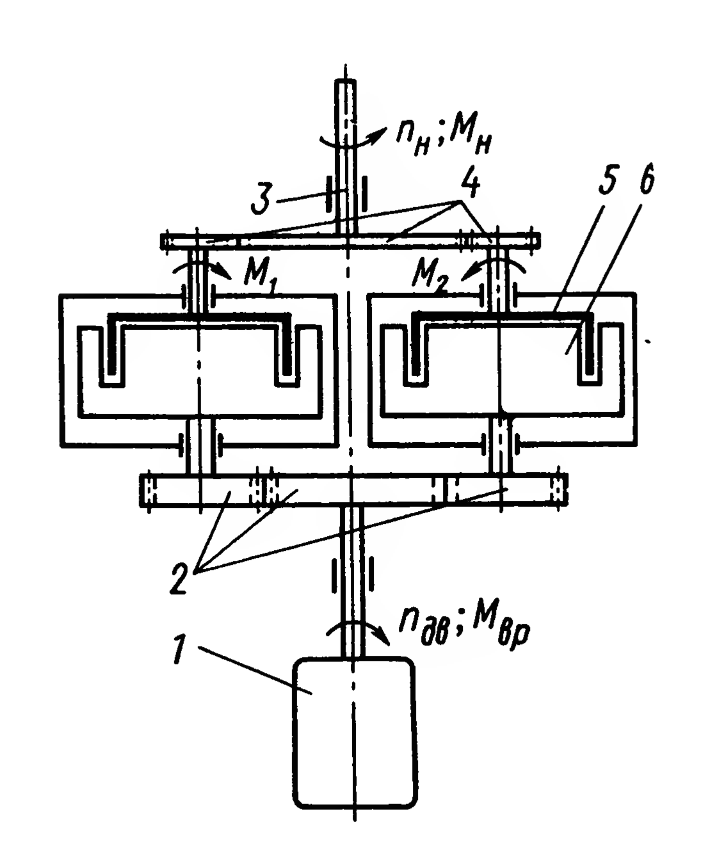


Рис. V.1. Кинематическая схема исполнительного устройства с одним электродвигателем:

1 — электродвигатель; *2* — зубчатые колеса, соединяющие электродвигатель с ведущими частями муфт; *3* — выходной вал; *4* — зубчатые колеса, соединяющие ведомые части муфт с выходным валом; *5* — ведомая часть; *6* — ведущая часть

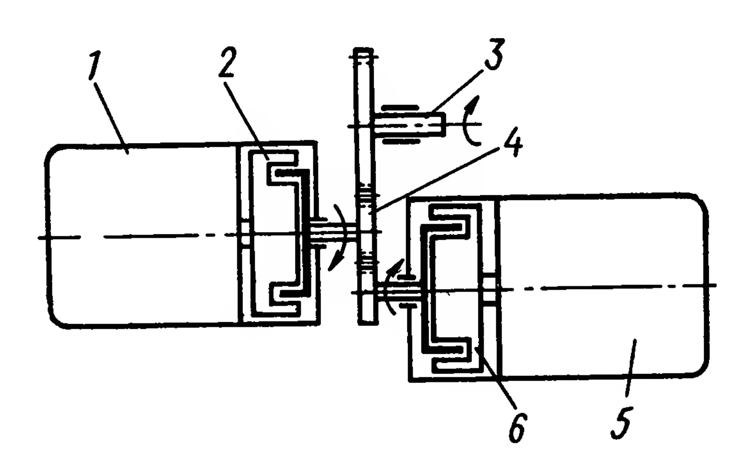


Рис. V.2. Кинематическая схема исполнительного устройства с двумя электродвигателями:

1, 5 — электродвигатели; *2, 6* — ведущие части муфт; *4* — зубчатые колеса, соединяющие ведомые части с выходным валом *3*

На рис. V.3 показаны конструкции фрикционных электромагнитных муфт [11]. В этих муфтах поверхности трения, как правило, представляющие собой один или несколько дисков, прижимаются друг к другу силой, создаваемой управляющим электромагнитом. Тем самым осуществляется передача вращающего момента от электродвигателя на выходной вал.

Конструкции фрикционных муфт подразделяются по направлению вращения выходного вала (реверсивные и нереверсивные), по признаку подвижности обмотки возбуждения электромагнита (с подвижной и неподвижной обмотками) и по виду поверхности трения (однодисковые и многодисковые). В исполнительных устройствах применяются главным образом наиболее простые конструкции фрикционных муфт, рассчитанные на передачу сравнительно небольшого вращающего момента. Это объясняется особенностью их характеристик.

Порошковые муфты по принципу работы относятся к электромагнитным муфтам трения, однако выгодно отличаются от последних характеристиками.

Действие порошковой муфты основано на следующем. Если очень мелкий порошок, изготовленный из ферромагнитного материала (например, железа), поместить в магнитное поле, то происходит сцепление частиц порошка и они лишаются относительной подвижности. Таким образом, порошок, находящийся между поверхностями ведущей и ведомой частей муфты при создании направленного соответствующим образом магнитного поля, может осуществлять между ними механическую связь. Магнитное поле создается током, проходящим через управляющую обмотку электромагнита.

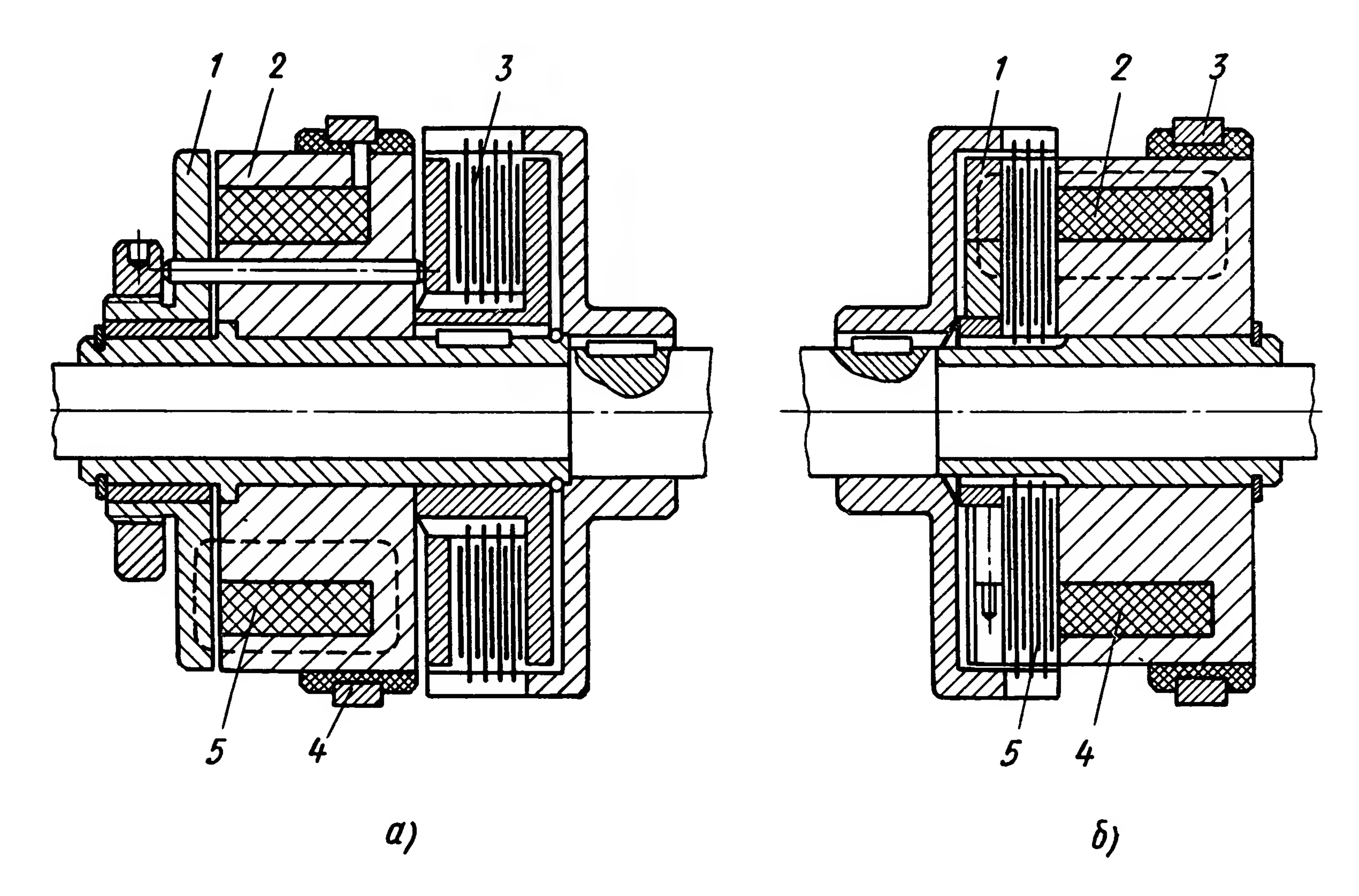


Рис. V.3. Многодисковые фрикционные муфты:

а — диски трения отделены от магнитопровода: *1* — якорь магнитопровода; 2 — магнитопровод; *3* — диски трения; *4* — контактное кольцо; *5* — обмотка; *б* — диски трения являются частью магнитопровода: *1* — якорь магнитопровода; *2* — магнитопровод; *3* — контактное кольцо; *4* — обмотка; *5* — диски трения (штриховыми линиями показаны силовые линии магнитного поля)

Для равномерного распределения порошка между поверхностями его смешивают с маслом в определенной пропорции. Существуют также конструкции муфт, в которых применяются твердые смеси железного порошка, например с графитом, окисью цинка, тальком и т. п. Смесь порошка под воздействием магнитного поля как бы затвердевает, образуя сцепляющий слой, обладающий сопротивлением сдвигу; величина этого сопротивления зависит от величины магнитного потока, а следовательно, от тока в обмотках управления. Указанное свойство позволяет изменять «вязкость» смеси и, следовательно, величину момента, передаваемого муфтой.

Минимальная величина момента на выходном валу определяется вязкостью масла и количеством частиц в единице его объема. В отличие от фрикционных муфт (в которых передаваемый момент практически не может регулироваться путем изменения тока в обмотке электромагнита) в порошковых муфтах передаваемый момент увели-

чивается с увеличением тока, что позволяет регулировать его величину в широких пределах.

Другое преимущество порошковых муфт по сравнению с фрикционными состоит в том, что в них значительно меньше износа рабочих деталей от трения.

На рис. V.4 и V.5 показаны конструкции порошковых муфт с подвижной и неподвижной обмотками электромагнита [5], [6]. Обе конструкции представляют собой цилиндрический корпус с крышками, внутри которого при помощи шариковых подшипников установлены ведущая и ведомая части муфты. Ведущая часть состоит из магнито-

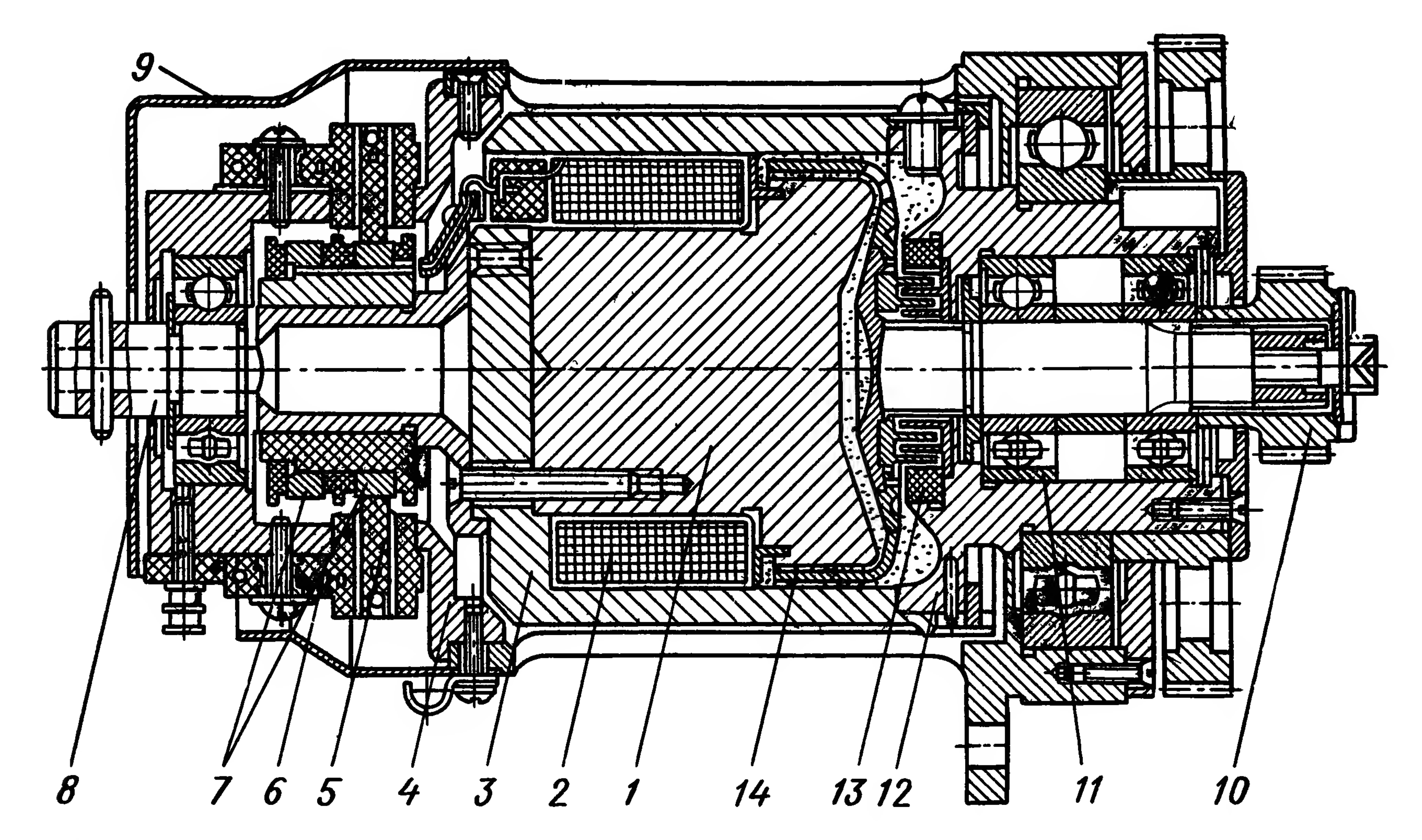


Рис. V.4. Порошковая быстродействующая муфта с контактными кольцами:

1, *3* — магнитопровод; *2* — обмотка; *4*, *12* — крышки корпуса; *5* — щетки; *6* — щеткодержатель; *7* — контактные кольца, *8* — вал ведущей части, соединенный с электродвигателем, *9* — крышка; *10* — зубчатое колесо ведомой части; *11* — подшипники; *13* — уплотнения; *14* — цилиндр ведомой части

провода и управляющей обмотки, электрический ток к которой подводится через контактные кольца. Магнитопровод выполнен из двух цилиндрических деталей, имеющих кольцевой зазор. В этом зазоре размещается тонкостенный стальной стакан ведомой части, а также смесь масла и ферромагнитного порошка. Для предотвращения вытекания смеси имеется специальное уплотнение. Соединение электродвигателя и нагрузки с ведущей и ведомой частями муфты осуществляется с помощью зубчатых колес. Конструкция, показанная на рис. V.5, отличается от первой отсутствием контактных колец и неподвижностью обмотки. Это достигается тем, что часть магнитопровода делается неподвижной. Замыкание магнитного потока происходит через воздушный зазор между подвижной и неподвижной частями магнитопровода.

Конструкции порошковых муфт достаточно сложны. Это является основным недостатком. Кроме того, при проектировании исполни-

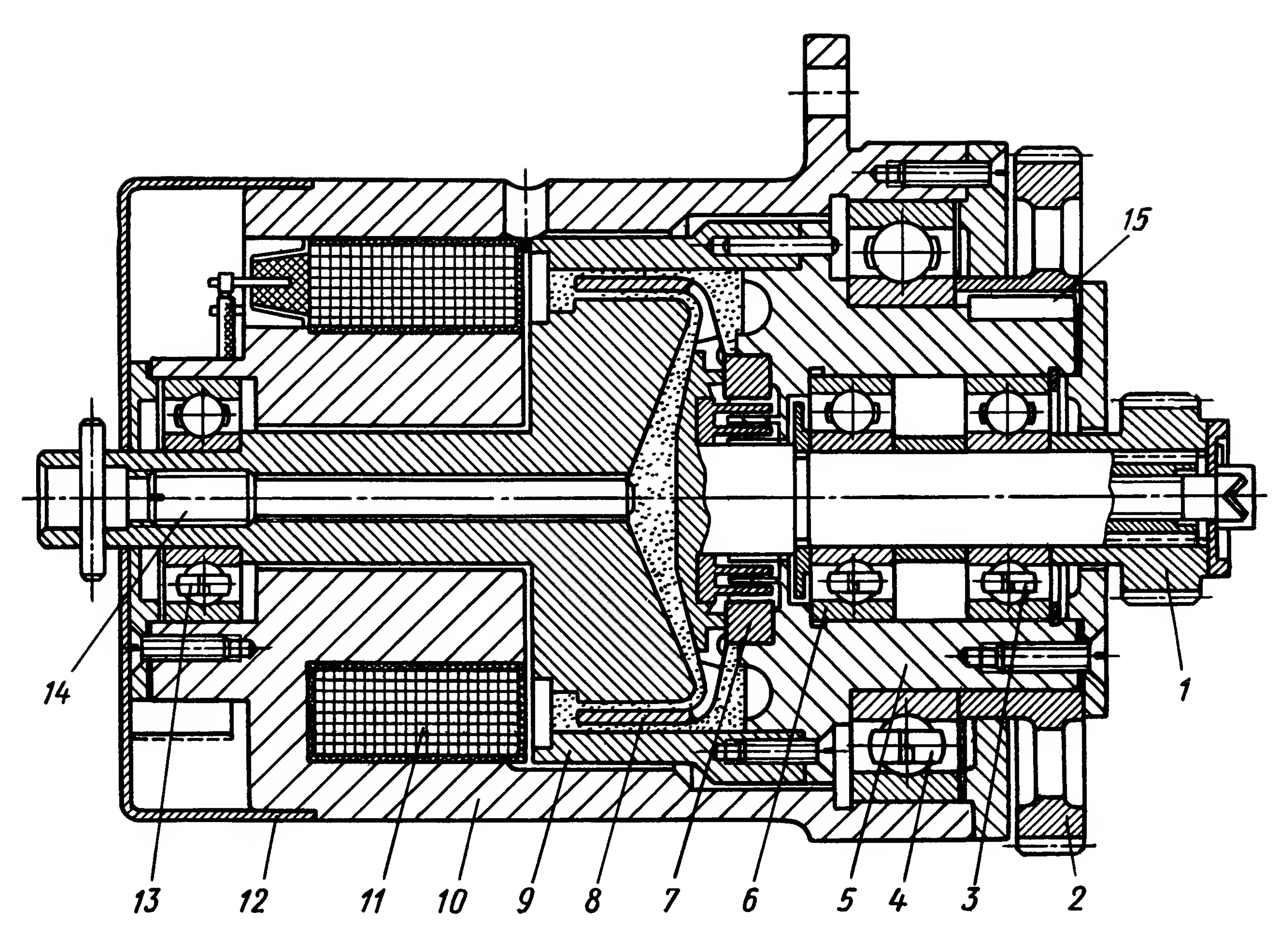


Рис. V.5. Порошковая муфта с неподвижной обмоткой:

1 — зубчатое колесо ведомой части; *2* — зубчатое колесо ведущей части; *3*, *4*, *6*, *13* — шарикоподшипники; *5* — втулка ведомой части из диамагнитного материала; *7* — уплотнение; *8* — цилиндр ведомой части; *9* — подвижная часть магнитопровода (ведущая часть); *10* — корпус; *11* — обмотка; *12* — крышка; *14* — винт, закрывающий отверстие порошковой камеры

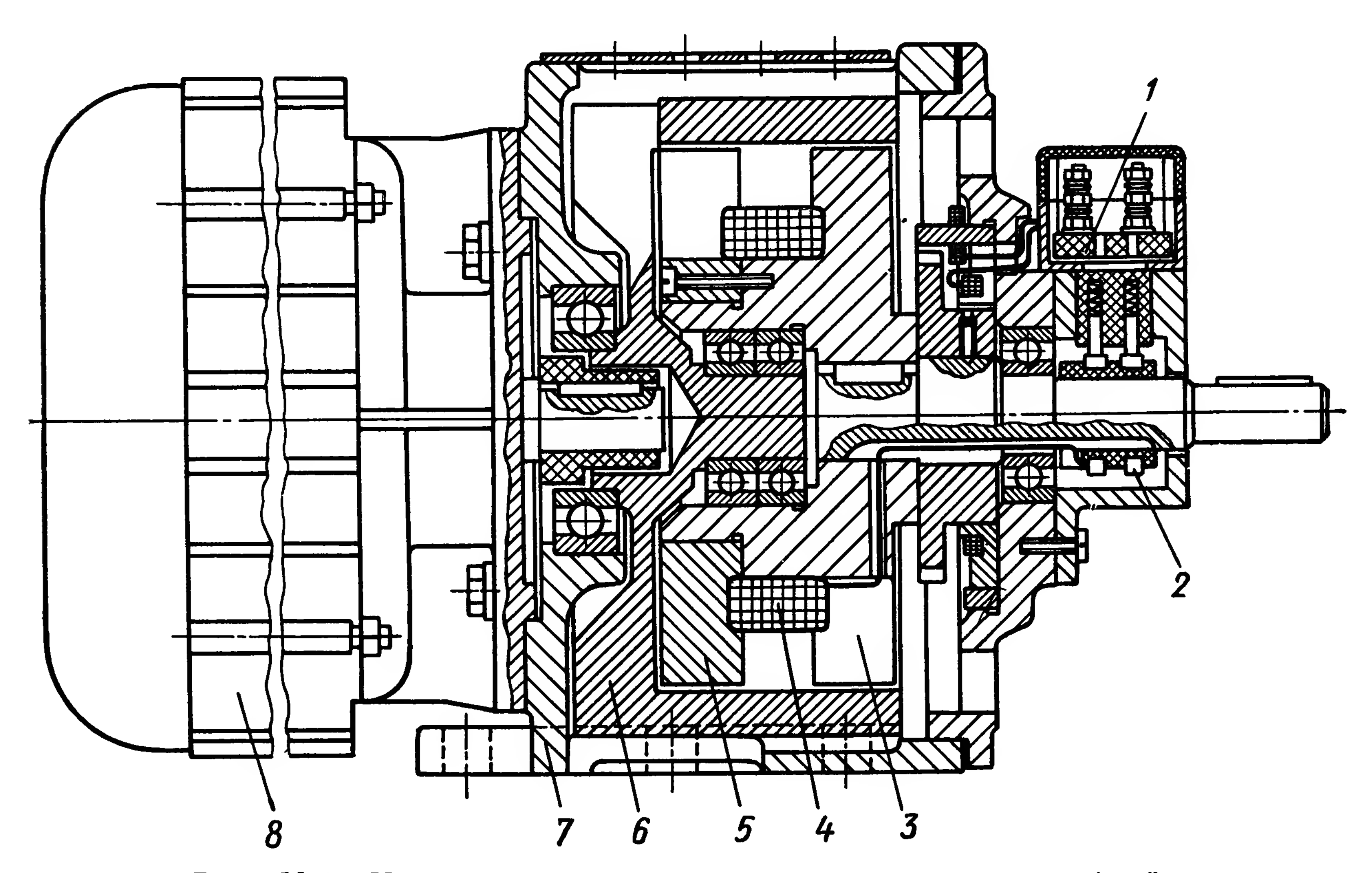


Рис. V.6. Конструкция привода с индукционной муфтой:

1 — щеткодержатель; *2* — контактные кольца; *3*, *5* — магнитопровод ведомой части; *4* — обмотка; *6* — ведущая часть; *7* — кулачковая втулка, соединяющая вал электродвигателя с ведущей частью муфты; *8* — электродвигатель

тельного устройства с порошковыми муфтами необходимо обратить внимание на следующие:

а) предотвращение создания частиц из смеси, а также их уплотнения под действием ускорения;

б) подбор сорта жидкости или состава твердой смеси;

в) охлаждение муфты;

г) создание надежных уплотнений, предохраняющих от попадания металлических частиц в подшипники и предотвращающих вытекание масла.

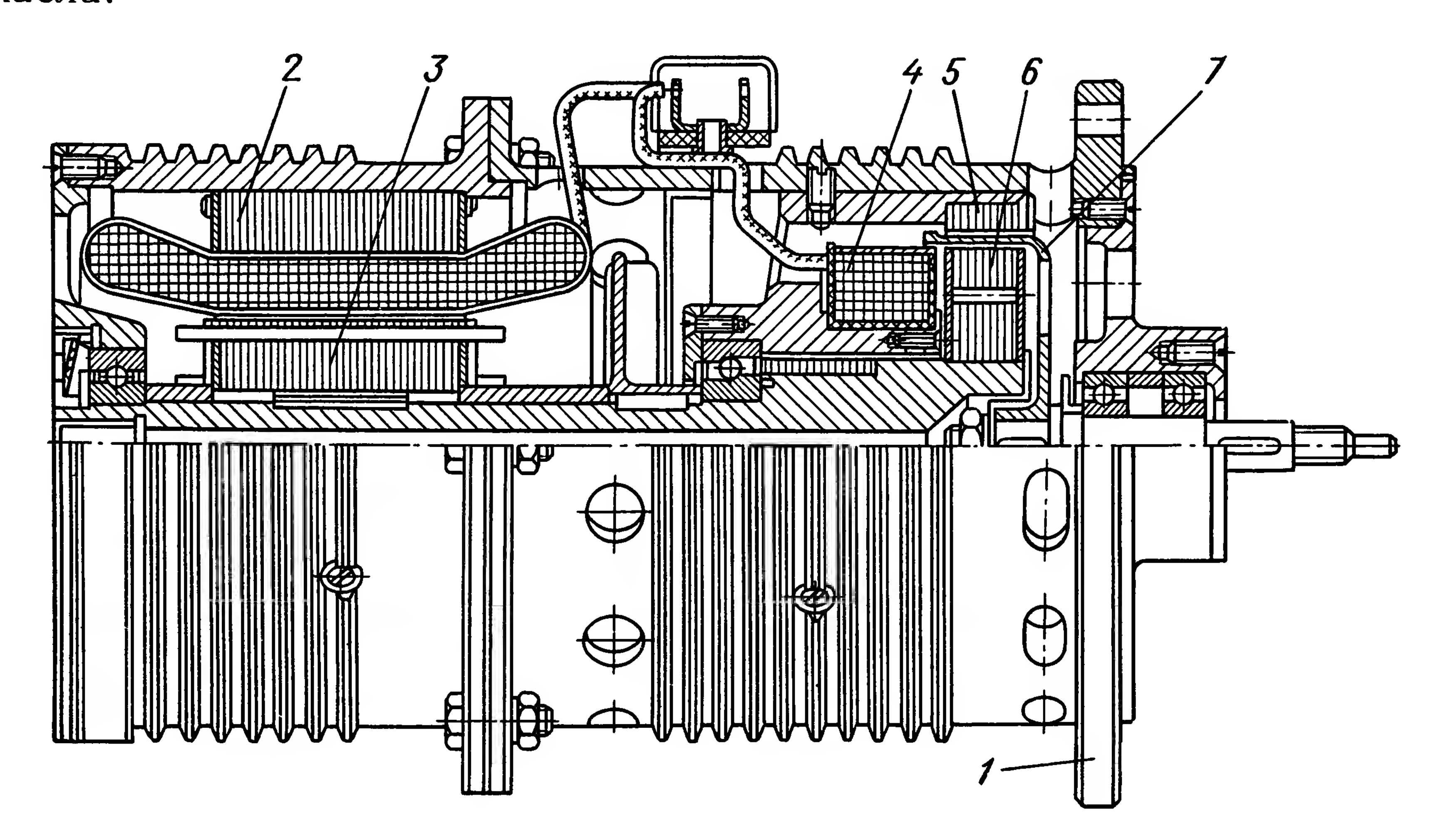


Рис. V.7. Конструкция индукционной быстродействующей муфты с неподвижной обмоткой, объединенной с электродвигателем переменного тока:

1 — корпус; *2* — статор электродвигателя; *3* — ротор электродвигателя; *4* — обмотка муфты; *5* — неподвижная часть магнитопровода; *6* — подвижная часть магнитопровода; *7* — алюминиевый цилиндр ведомой части

Только правильное решение этих вопросов, требующее в ряде случаев специальных исследований [1], позволяет создать надежные исполнительные устройства.

На рис. V.6—V.8 показаны конструкции индукционных муфт. Первая из них (рис. V.6) относится к типу муфт с массивным ротором [8], остальные к быстродействующим индукционным муфтам [3], [4]. Принцип действия этих муфт основан на взаимодействии магнитного поля, создаваемого электрическим током, проходящим через обмотку управления в элементах ведущей части, с токами, индуктированными в элементах ведомой части муфты. Конструкция индукционных муфт является наиболее простой, что видно из приведенных примеров. Ведущая часть индукционной муфты с массивным ротором (рис. V.6) выполнена в виде толстостенного стального цилиндра, являющегося частью магнитопровода. Внутри цилиндра с небольшим воздушным зазором расположена ведомая часть, представляющая собой другую часть магнитопровода, на котором помещается управляющая обмотка. Ведомая часть имеет по всей окружности вырезы, образующие чере-

дующиеся, одноименные полосы электромагнита. Замыкание магнитного потока происходит через воздушный зазор и ведущую часть муфты. Таким образом, обмотка индукционной муфты с массивным ротором должна быть подвижна, а подвод тока осуществляется через контактные кольца.

Индукционные муфты с массивным ротором используются главным образом в качестве управляемого привода в металлорежущих станках, электрических генераторах, центрифугах, компрессорах и других машинах. Основным недостатком муфт этого типа является большой момент инерции ведомых частей. Последнее исключает возможность получения больших ускорений нагрузки и приводит к длительным

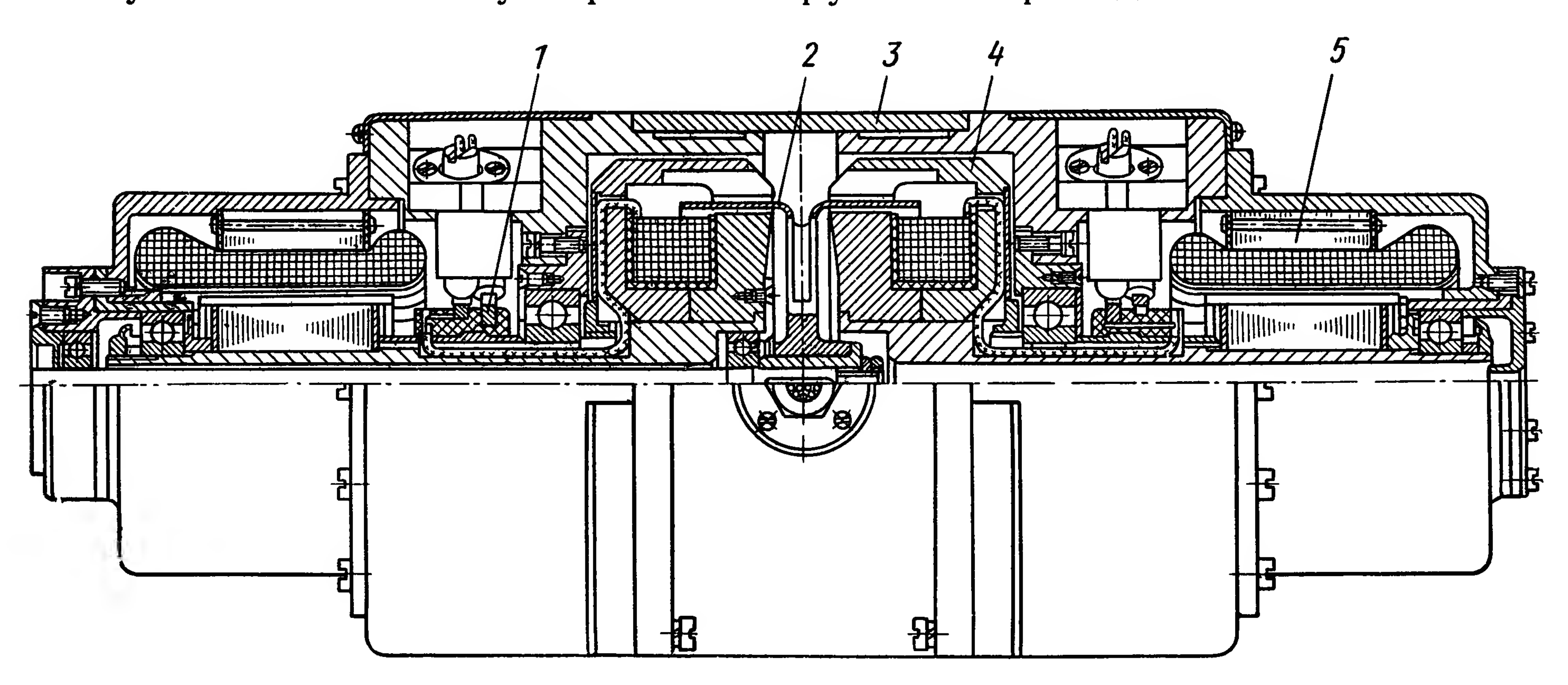


Рис. V.8. Конструкция исполнительного устройства с быстродействующими индукционными муфтами:

1 — контактные кольца; 2 — цилиндр ведомых частей (ротор); 3 — корпус; 4 — ведущая часть; 5 — электродвигатель переменного тока

переходным процессам. Поэтому индукционные муфты с массивным ротором в исполнительных устройствах рассматриваемого типа применяются редко. Исключение составляют так называемые гистерезисные муфты, которые также можно отнести к муфтам указанного типа.

Быстродействующие индукционные муфты отличаются от индукционных муфт других типов тем, что передаваемый ими вращающий момент образуется за счет взаимодействия магнитного поля ведущей части с токами, индуктированными в ведомой части, выполненной из диамагнитного материала с высокой проводимостью.

Конструкция быстродействующей индукционной муфты с неподвижной обмоткой управления показана на рис. V.7. Ведущая часть муфты сделана в виде звездочки, образующей полюса электромагнита. Неподвижная часть магнитопровода, в котором укреплена обмотка, имеет форму цилиндра и установлена в общем для электродвигателя и муфты алюминиевом корпусе. Ведомая часть представляет собой тонкостенный алюминиевый стакан, помещенный в воздушном зазоре между звездочкой и неподвижной частью магнитопровода. Для устранения потерь от вихревых токов край магнитопровода и звездочка сделаны из тонких стальных листов.

На рис. V.8 показана конструкция привода с быстродействующими индукционными муфтами, у которых обмотки управления вращаются. Особенность конструкции состоит в том, что муфты имеют общую ведомую часть, представляющую собой цилиндр, размещенный в воздушных зазорах электромагнитов, вращающихся в противоположных направлениях. Такая конструкция позволяет получить малую массу и габаритные размеры привода при весьма высоком быстродействии.

2. СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ МУФТАМИ

Кроме механической части, примеры конструкции которой были показаны выше, исполнительные устройства с электромагнитными муфтами имеют электронную часть, состоящую из усилителя входного сигнала и специальной схемы управления муфтами, как правило, совмещаемой с его последним каскадом (рис. V.9, *а*). Схема управления выполняет две главные функции: перераспределение токов в обмотках муфт для изменения знака вращающего момента или скорости выходного вала исполнительного устройства и линеаризацию регулировочной характеристики.

По принципу действия схема управления определяет способ включения или регулирования тока в обмотках муфт. Различные варианты схем управления муфтами показаны на рис. V.9. В простейшем случае управление муфтами производится при помощи релейной схемы, использующей поляризованное реле (рис. V.9, *б*). Обмотки муфт подключаются к источнику постоянного напряжения непосредственно контактами поляризованного реле или через контакты двух дополнительных силовых реле (на схеме рис. V.9, *б* не показаны).

Такая схема управления применяется главным образом для фрикционных муфт, однако она может применяться для индукционных и порошковых муфт, при этом система автоматического управления, в которой используется исполнительное устройство с муфтами, становится релейной или импульсной и требует применения соответствующих методов расчета [12].

В отличие от релейной схемы управления схемы, изображенные на рис. V.9, *в* — V.9, *г*, в случае применения порошковых и индукционных муфт позволяют получить близкую к линейной регулировочную характеристику исполнительного устройства. Это достигается за счет токов I_0, которые пропускаются по обмоткам обеих муфт при управляющем напряжении $U_у = 0$ (далее этот ток будем называть нулевым). Все схемы управления, кроме релейной (рис. V.9, *б*), позволяют в меньшей или большей степени осуществить регулировку тока в обмотках муфт. Это дает возможность изменять вращающий момент на выходном валу исполнительного устройства пропорционально управляющему напряжению $U_у$, а следовательно, и $U_{вх}$. Влияние нулевого тока заключается в том, что он сдвигает характеристику зависимости передаваемого момента от тока для обеих муфт, в результате получим линейный закон изменения разностного, т. е. вращающего момента (см. рис. V.13). Таким образом исполнительное устройство работает по дифференциальному принципу, поэтому величина I_0 существенно влияет на

к. п. д. устройства и потери энергии на тепло. Поэтому нулевой ток нельзя выбирать слишком большим, на практике достаточно иметь $I_0 = 10 \div 20\%$ I_m. Определение необходимой величины I_0 можно произвести, пользуясь графическими или аналитическими методами [3].

Схема рис. V.9, *в* используется в случае высокоомных обмоток w_1 и w_2. Она позволяет получить очень малые постоянные времени цепи управления.

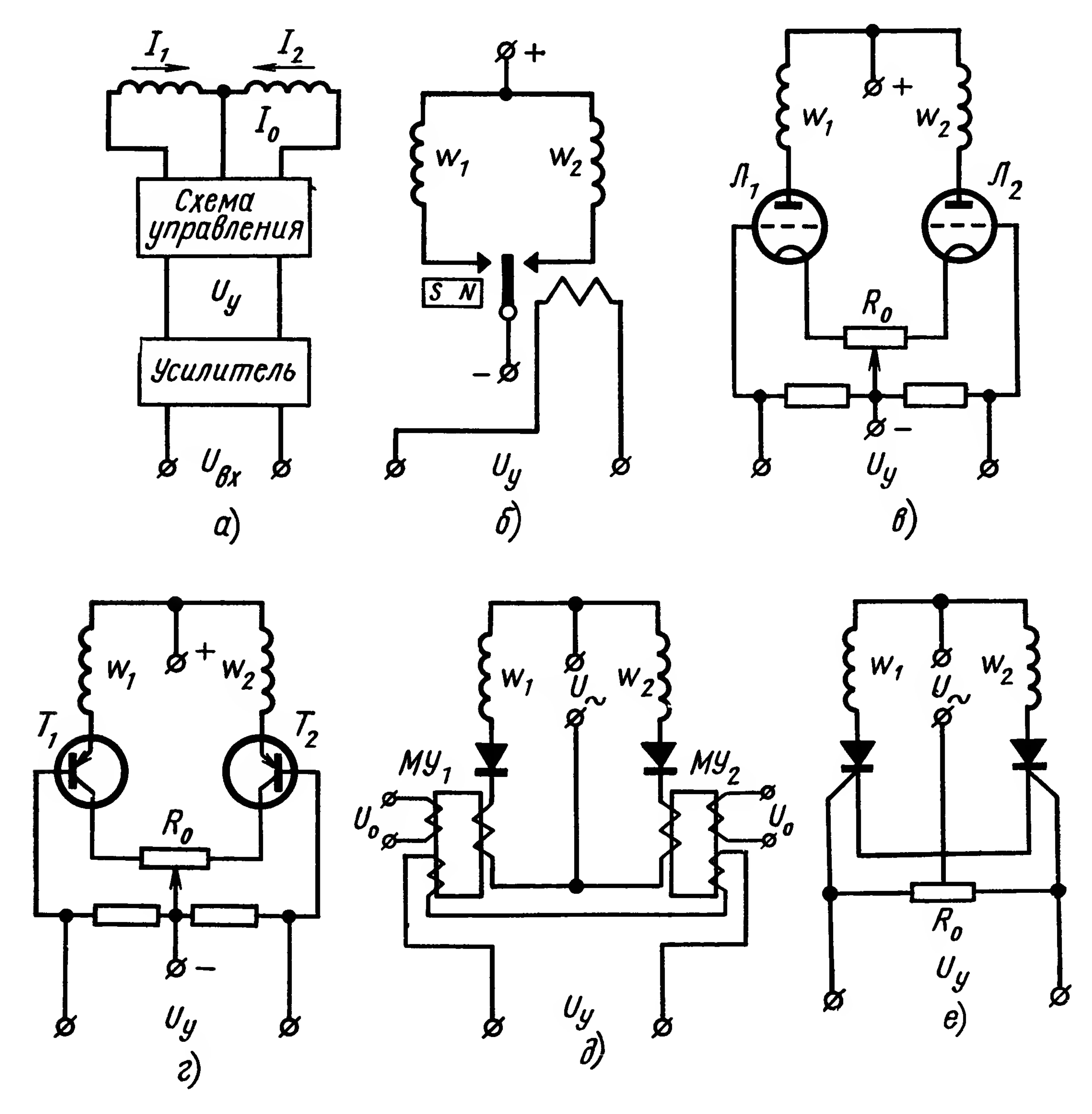


Рис. V.9. Схемы управления муфтами:

а — общая схема: I_0 — нулевой ток; $I_1 I_2$ — токи в обмотках первой и второй муфт; $U_у$ — напряжение управления; $U_{вх}$ — напряжение на входе усилителя; *б* — схема с поляризованным реле: $w_1 w_2$ — обмотки муфт; *в* — схема управления на электронных лампах: R_0 — регулировочное сопротивление; *г* — схема управления на транзисторах; *д* — схема управления с магнитными усилителями: $МУ_1 МУ_2$ — магнитные усилители: *е* — схема управления с тиристорами

Нулевой ток зависит от величины сопротивления R_0. Схема управления, показанная на рис. V.9, *г*, аналогична предыдущей, но построена на транзисторах. Обмотки муфт в этом случае рассчитывают на низкое напряжение, но большие токи. Обе эти схемы целесообразны, когда мощность исполнительного устройства сравнительно невелика. Для большой мощности (свыше 1 кВт целесообразно использовать схемы управления с магнитными усилителями или тиристорами (рис. V.9, *д*,*е*). В этих схемах питание обмоток осуществляется от источника перемен-

ного напряжения. Величина нулевого тока в схеме рис. V.9, ∂ определяется напряжением смещения магнитных усилителей U_0. Иногда в схемах управления применяют так называемые схемы форсирования, уменьшающие время нарастания и спада тока в обмотках муфт [12].

3. ДИНАМИЧЕСКИЕ И СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Уравнения, описывающие работу исполнительного устройства с электромагнитной муфтой, выполненного по схеме, изображенной на рис. V.1, в общем случае имеют вид

$$J_\Sigma \frac{dn_{дв}}{dt} = M_{дв}(n_{дв}) - i(M_1 + M_2); \tag{V.1}$$

$$J \frac{dn}{dt} = M_1 - M_2 - M_н; \tag{V.2}$$

$$\left.\begin{aligned} &M_1 = F_1(B_1, n_{дв}, n, t), \; M_2 = F_2(B_2, n_{дв}, n, t); \\ &B_1 = f_1\left(I_1 \frac{dI_1}{dt}, \ldots\right), \; B_2 = f_2\left(I_2 \frac{dI_2}{dt}, \ldots\right); \end{aligned}\right\} \tag{V.3}$$

$$\left.\begin{aligned} &T_1(I_1)\frac{dI_1}{dt} + I_1 = I_0 + K_у \varphi_1(U_{вх}); \\ &T_2(I_2)\frac{dI_2}{dt} + I_2 = I_0 + K_у \varphi_2(-U_{вх}); \\ &J_\Sigma = J_{дв} + i^2 J_{вч}, \end{aligned}\right\} \tag{V.4}$$

где $n_{дв}$ — угловая скорость вращения электродвигателя;
n — угловая скорость вращения выходного вала исполнительного устройства.
$M_{дв}$ — вращающий момент электродвигателя,
J — момент инерции ведомых частей муфт [1];
$J_{вч}$ — момент инерции ведущих частей муфт;
i — отношение угловых скоростей вращения электродвигателя и ведущих частей муфты;
$M_н$ — момент нагрузки на валу исполнительного устройства;
M_1 и M_2 — моменты, передаваемые муфтами правого и левого вращения;
B_1 и B_2 — величины индукции в рабочих воздушных зазорах муфт;
I_1 и I_2 — токи в обмотках управления;
T_1 и T_2 — коэффициенты нарастания токов в обмотках управления;
I_0 — начальный (нулевой) ток в обмотках управления (в частном случае $I_0 = 0$);
$k_у$ — коэффициент усиления управляющего усилительного элемента (рис. V.9);
$U_{вх}$ — управляющее напряжение.

[1] Учет инерционности нагрузки производится обычным способом.

Система уравнений (V.1) — (V.4) в принципе позволяет исследовать динамические и статические характеристики исполнительных устройств с электромагнитными муфтами всех описанных выше типов при условии подстановки соответствующих выражений функции:

$$M_{дв}(n_в),\ F_1,\ F_2,\ f_1,\ f_2,\ \varphi_1,\ \varphi_2,\ T_1(I_1)\ и\ T_2(I_2).$$

Однако сложность этих уравнений затрудняет получение применяемых для расчета систем автоматического регулирования результатов, поэтому необходимо сделать упрощающие допущения. Прежде чем перейти к последним, проанализируем уравнение (V.1) с целью выяснения влияния характеристик приводного электродвигателя на динамику работы привода с муфтой. При этом единственным и необходимым по смыслу задачи дополнением к уравнению (V.1) должен быть конкретный вид функции

$$M_{дв}(n_{дв}),$$

например,

$$M_{дв}=M_{0\,дв}-h_{дв}n_{дв},$$

где $M_{0дв}$ и $h_{дв}$ — тормозной момент и коэффициент наклона характеристики электродвигателя. Введем скорость скольжения $n_с = n_{дв} - n$, тогда из системы уравнений (V.I) — (V.2) имеем

$$\frac{dn_c}{dt}=\frac{1}{J_\Sigma}M_{дв}(n_{дв})-\frac{i}{J_\Sigma}(M_1+M_2)-\frac{1}{J}(M_1-M_2)+\frac{1}{J}M_н,$$

или после подстановки значения $M_{дв} = M_{0\,дв} - h_{дв}n_{дв}$ и дифференцирования

$$JJ_\Sigma\frac{d^2n_c}{dt^2}+Jh_{дв}\frac{dn_c}{dt}=h_{дв}(M_2-M_1)+J_\Sigma\left(\frac{dM_2}{dt}-\frac{dM_1}{dt}\right)-$$
$$-Ji\left(\frac{dM_1}{dt}+\frac{dM_2}{dt}\right)+h_{дв}M_н+J_\Sigma\frac{dM_н}{dt}. \qquad (V.5)$$

Используя уравнения (V.1) и (V.5), после преобразований получим

$$JJ_\Sigma\frac{d^2n}{dt^2}+Jh_{дв}\frac{dn}{dt}=h_{дв}(M_1-M_2)+$$
$$+J_\Sigma\left(\frac{dM_1}{dt}-\frac{dM_2}{dt}\right)-h_{дв}M_н-J_\Sigma\frac{dM_н}{dt}. \qquad (V.6)$$

Из этого уравнения следует вывод: влияние характеристик приводного электродвигателя на динамику работы исполнительного устройства будет отсутствовать только при линейности функции $M_1 - M_2$ и ее независимости от $n_{дв}$ и n. В этом случае первое уравнение системы (V.1) — (V.4) при анализе динамики можно не учитывать.

Подчеркнем, что линейность функции $M_1 - M_2$ в рабочей зоне характеристик исполнительного устройства легко достигается за счет нулевого момента. Действительно, пусть формула, определяющая величину передаваемого муфтой вращающего момента, имеет вид

$$M=CB^2(I),$$

где $C = \text{const}$, $B(I)$ — величина индукции магнитного потока, пропорциональная току, протекающему по обмотке муфты I, тогда при подаче напряжения $U_у$ на управляющую схему (рис. V.9, *б*, *в*, *г*), в случае $I_0 \neq 0$, ток в обмотке одной муфты увеличивается, а в другой уменьшится, т. е. величина $B(I)$ получит приращение

$$B_1 = B_0 + \Delta B, \quad B_2 = B_0 - \Delta B.$$

В результате моменты, передаваемые муфтами, будут

$$M = C(B_0 + \Delta B)^2; \quad M_2 = C(B_0 - \Delta B)^2,$$

откуда

$$M_1 - M_2 = 4CB_0(I_0)\Delta B,$$

где

$$4CB_0(I_0) = \text{const}.$$

Следовательно, учитывая выражение (V.6), вместо соотношения (V.I) получим одно уравнение

$$J\frac{dn}{dt} = 4CB_0\Delta B - M_н, \tag{V.7}$$

и, наоборот, при $M_0 = 0$ имеем: $M_1 - M_2 = C\Delta B^2$ и

$$\frac{dM_1}{dt} - \frac{dM_2}{dt} = 2C\,\Delta B\,\frac{d\Delta B}{dt},$$

т. е. уравнение (V.6) не может быть приведено к виду (V.7), и характеристики электродвигателя будут влиять на динамику исполнительного устройства. Степень этого влияния зависит от характеристик электродвигателя и может быть определена из анализа уравнения (V.6) [3].

Далее отметим, что в случае применения быстродействующих электромагнитных муфт, как правило, характеристики электродвигателя не существенно влияют на динамику исполнительного устройства.

Сделаем следующие допущения:

1. Дифференциальные уравнения (V.3) могут быть заменены функциональными зависимостями:

$$B_1 = f_1(I_1), \quad B_2 = f_2(I_2).$$

2. Величины T_1 и T_2 постоянны и равны соответственно

$$T_1 = \frac{L}{R_{10}}, \quad T_2 = \frac{L}{R_{20}},$$

где L — коэффициент самоиндукции обмоток управления муфты;

R_{10}, R_{20} — активные сопротивления цепи управления с учетом усилителя (см. рис. V.9) при включении и выключении соответственно напряжения $U_{вх}$.

3. Механическая характеристика приводного электродвигателя на рабочем участке линейна, т. е.

$$M_{дв} = M_{0\,дв} - h_{дв}n_{дв}.$$

4. Функции F_1 и F_2 не зависят от времени [1] и могут быть разложены в ряд Тейлора.

Тогда задача анализа исполнительных элементов существенно упрощается. Произведем линеаризацию уравнений (V.1) — (V.4), полагая

$$\left.\begin{aligned} &n_{дв} = \bar{n}_{дв} + \Delta n_{дв}, \quad n = \bar{n} + \Delta n, \quad B_1 = \bar{B}_1 + \Delta B_1; \\ &B_2 = \bar{B}_2 + \Delta B_2, \quad I_1 = \bar{I}_1 + \Delta I_1, \quad I_2 = \bar{I}_2 + \Delta I_2, \quad U_{вх} = \bar{U}_{вх} + \Delta U_{вх}, \end{aligned}\right\} \quad (V.8)$$

где Δ — обозначает малое приращение, запишем:

$$\left.\begin{aligned} M_1(n_{дв}, n, B_1) = M_{10} + \frac{\partial M_1}{\partial n_{дв}} \Delta n_{дв} + \frac{\partial M_1}{\partial n} \Delta n + \frac{\partial M_1}{\partial B_1} \Delta B_1 + \dots, \\ M_2(n_{дв}, n, B_2) = M_{20} + \frac{\partial M_2}{\partial n_{дв}} \Delta n_{дв} + \frac{\partial M_2}{\partial n} \Delta n - \frac{\partial M_2}{\partial B_2} \Delta B_2 + \dots; \end{aligned}\right\} \quad (V.9)$$

тогда

$$\left.\begin{aligned} &M_1 + M_2 = M_{10} + M_{20} + i\left(\frac{\partial M_1}{\partial n_{дв}} + \frac{\partial M_2}{\partial n_{дв}}\right) \Delta n_{дв} + \\ &+ \left(\frac{\partial M_1}{\partial n} + \frac{\partial M_2}{\partial n}\right) \Delta n + \frac{\partial M_1}{\partial B_1} \Delta B_1 - \frac{\partial M_2}{\partial B_2} \Delta B_2 + \dots; \\ &M_1 - M_2 = M_{10} - M_{20} + i\left(\frac{\partial M_1}{\partial n_{дв}} - \frac{\partial M_2}{\partial n_{дв}}\right) \Delta n_{дв} + \\ &+ \left(\frac{\partial M_1}{\partial n} - \frac{\partial M_2}{\partial n}\right) \Delta n + \frac{\partial M_1}{\partial B_1} \Delta B_1 + \frac{\partial M_2}{\partial B_2} \Delta B_2 - \dots. \end{aligned}\right\} \quad (V.10)$$

Подставляя выражения (V.10) в (V.1) и ограничиваясь первыми членами при $M_{дв} = i(M_{10} + M_{20}) + h_{дв} n_{дв}$, для вариаций $\Delta n_{дв}$, Δn и ΔB получим [2]:

$$\left.\begin{aligned} &J_\Sigma \frac{dn_{дв}}{dt} = -h_{дв} n_{дв} - \left[\left(\frac{\partial M_1}{\partial n_{дв}} + \frac{\partial M_2}{\partial n_{дв}}\right) i^2 n_{дв} + \right. \\ &\left. + \left(\frac{\partial M_1}{\partial n} - \frac{\partial M_2}{\partial n}\right) n + \frac{\partial M_1}{\partial B_1} B_1 - \frac{\partial M_2}{\partial B_2} B_2\right]; \\ &J \frac{dn}{dt} = M_{10} - M_{20} - M_н + i\left(\frac{\partial M_1}{\partial n_{дв}} - \frac{\partial M_2}{\partial n_{дв}}\right) n_{дв} + \\ &+ \left(\frac{\partial M_1}{\partial n} - \frac{\partial M_2}{\partial n}\right) n + \frac{\partial M_1}{\partial B_1} B_1 + \frac{\partial M_2}{\partial B_2} B_2. \end{aligned}\right\} \quad (V.11)$$

В случае $\Delta B_1 = \Delta B_2$ систему (V.11) можно представить в виде одного уравнения. Полагая $M_{10} = M_{20}$ и $M_н(t)$, имеем

$$\begin{aligned} &JJ_\Sigma \frac{d^2 n}{dt^2} + \left[J h_{дв} + J i^2 \left(\frac{\partial M_1}{\partial n_{дв}} + \frac{\partial M_2}{\partial n_{дв}}\right) - J_\Sigma \left(\frac{\partial M_1}{\partial n} - \frac{\partial M_2}{\partial n}\right)\right] \frac{\partial n}{\partial t} + \\ &+ \left[h_{дв}\left(\frac{\partial M_2}{\partial n} - \frac{\partial M_1}{\partial n}\right) + 2i^2 \left(\frac{\partial M_1}{\partial n_{дв}} \frac{\partial M_2}{\partial n} - \frac{\partial M_1}{\partial n} \frac{\partial M_2}{\partial n_{дв}}\right)\right] n = \\ &= J_\Sigma \left(\frac{\partial M_1}{\partial B_1} + \frac{\partial M_2}{\partial B_2}\right) \frac{dB}{dt} + \left[h_{дв}\left(\frac{\partial M_1}{\partial B_1} + \frac{\partial M_2}{\partial B_2} + \right.\right. \\ &\left.\left. + 2i^2 \left(\frac{\partial M_1}{\partial B_1} \frac{\partial M_2}{\partial n_{дв}} + \frac{\partial M_1}{\partial n_{дв}} \frac{\partial M_2}{\partial B_2}\right)\right] B - J_\Sigma \frac{dM_н}{dt} - \\ &- \left[h_{дв} + i^2 \left(\frac{\partial M_1}{\partial n_{дв}} + \frac{\partial M_2}{\partial n_{дв}}\right)\right] M_н \end{aligned} \quad (V.12)$$

---

[1] Для фрикционных муфт последнее допущение наиболее существенно.

[2] Знак вариации далее опускается.

или

$$\frac{d^2n}{dt^2}+a_1\frac{dn}{dt}+a_0n=b_1\frac{dB}{dt}+b_0B-c_1\frac{dM_н}{dt}-c_0M_н, \qquad (V.13)$$

где

$$a_0=\frac{h_{дв}}{JJ_\Sigma}\left(\frac{\partial M_2}{\partial n}-\frac{\partial M_1}{\partial n}\right)+\frac{2i^2}{JJ_\Sigma}\left(\frac{\partial M_1}{\partial n_{дв}}\frac{\partial M_2}{\partial n}-\frac{\partial M_1}{\partial n}\frac{\partial M_2}{\partial n_{дв}}\right);$$

$$a_1=\frac{h_{дв}}{J_\Sigma}+\frac{i^2}{J_\Sigma}\left(\frac{\partial M_1}{\partial n_{дв}}+\frac{\partial M_2}{\partial n_{дв}}\right)+\frac{1}{J}\left(\frac{\partial M_2}{\partial n}-\frac{\partial M_1}{\partial n}\right);$$

$$b_0=\frac{h_{дв}}{JJ_\Sigma}\left(\frac{\partial M_1}{\partial B_2}+\frac{\partial M_2}{\partial B_2}\right)+\frac{2i^2}{JJ_\Sigma}\left(\frac{\partial M_1}{\partial B_1}\frac{\partial M_2}{\partial n_{дв}}+\frac{\partial M_1}{\partial n_{дв}}\frac{\partial M_2}{\partial B_2}\right);$$

$$b_1=\frac{1}{J}\left(\frac{\partial M_1}{\partial B_1}+\frac{\partial M_2}{\partial B_2}\right);$$

$$c_0=\frac{h_{дв}}{JJ_\Sigma}+\frac{i^2}{JJ_\Sigma}\left(\frac{\partial M_1}{\partial n_{дв}}+\frac{\partial M_2}{\partial n_{дв}}\right);$$

$$c_1=\frac{1}{J}.$$

Уравнение (V.13) позволяет исследовать динамику механической части исполнительного устройства. В случае $\Delta B_1 \neq \Delta B_2$, что имеет место при $T_1 \neq T_2$, из выражений (V.11) и (V.4) найдем

$$\left.\begin{aligned}
&J_\Sigma\frac{\partial n_{дв}}{dt}+\left[h_{дв}+i^2\left(\frac{\partial M_1}{\partial n_{дв}}+\frac{\partial M_2}{\partial n_{дв}}\right)\right]n_{дв}=\left(\frac{\partial M_1}{\partial n}+\frac{\partial M_2}{\partial n}\right)n+\\
&\qquad+k_1\frac{\partial M_1}{\partial B_1}I_1+k_2\frac{\partial M_2}{\partial B_2}I_2;\\
&J\frac{dn}{dt}+\left(\frac{\partial M_2}{\partial n}-\frac{\partial M_1}{\partial n}\right)n=i^2\left(\frac{\partial M_1}{\partial n_{дв}}-\frac{\partial M_2}{\partial n_{дв}}\right)n_{дв}+\\
&\qquad+k_1\frac{\partial M_1}{\partial B_1}I_1+k_2\frac{\partial M_2}{\partial B_2}I_2-M_н;\\
&T_1\frac{dI_1}{dt}+I_1=k_уU_{вх};\\
&T_2\frac{dI_2}{dt}+I_2=-k_уU_{вх},
\end{aligned}\right\} \qquad (V.14)$$

где

$$k_1=\frac{\Delta B_1}{\Delta I_1},\quad k_2=\frac{\Delta B_2}{\Delta I_2},$$

или после ряда преобразований получим

$$T_1T_2\frac{d^4n}{dt^4}+(a_1T_1T_2+T_1+T_2)\frac{d^3n}{dt^3}+[a_0T_1T_2+(T_1+T_2)a_1+1]\frac{d^2n}{dt^2}+$$
$$+[a_1+a_0(T_1+T_2)]\frac{dn}{dt}+a_0n=b_{20}\frac{d^2U_{вх}}{dt^2}+b_{10}\frac{dU_{вх}}{dt}+b_{00}U_{вх}-$$
$$-c_1T_1T_2\frac{d^3M_н}{dt^3}-[T_1T_2+c_1(T_1+T_2)]\frac{d^2M_н}{dt^2}-$$
$$-(c_1+T_1+T_2)\frac{dM_н}{dt}-c_0M_н, \qquad (V.15)$$

где

$$b_{00}=k_у\left\{\frac{i^2}{JJ_\Sigma}\left(\frac{dM_1}{\partial n_{дв}}-\frac{\partial M_2}{\partial n_{дв}}\right)\left(k_1\frac{\partial M_1}{\partial B_1}-k_2\frac{\partial M_2}{\partial B_2}\right)+\left(k_1\frac{\partial M_1}{\partial B_1}+k_2\frac{\partial M_2}{\partial B_2}\right)\times\right.$$
$$\left.\times\left[\frac{h_{дв}}{JJ_\Sigma}+\frac{i^2}{JJ_\Sigma}\left(\frac{\partial M_1}{\partial n_{дв}}+\frac{\partial M_2}{\partial n_{дв}}\right)\right]\right\};$$

$$b_{10}=k_у\left\{\frac{1}{J}\left(k_1\frac{\partial M_1}{\partial B_1}+k_2\frac{\partial M_2}{\partial B_2}\right)+\frac{i^2}{JJ_\Sigma}\left(\frac{\partial M_1}{\partial n_{дв}}-\frac{\partial M_2}{\partial n_{дв}}\right)\left(k_1\frac{\partial M_1}{\partial B_1}T_2-k_2\frac{\partial M_2}{\partial B_2}T_1\right)+\right.$$
$$\left.+\left(k_1\frac{\partial M_1}{\partial B_1}T_2+k_2\frac{\partial M_2}{\partial B_2}T_1\right)\left[\frac{h_{дв}}{JJ_\Sigma}+\frac{i^2}{JJ_\Sigma}\left(\frac{\partial M_1}{\partial n_{дв}}+\frac{\partial M_2}{\partial n_{дв}}\right)\right]\right\};$$

$$b_{20}=\frac{k_у}{J}\left(k_1\frac{\partial M_1}{\partial B_1}T_2+k_2\frac{\partial M_2}{\partial B_2}T_1\right).$$

Уравнение (V.15) является основным для определения передаточных функций исполнительного устройства.

Напишем теперь зависимости (V.3) для моментов, передаваемых на нагрузку фрикционной, порошковой и быстродействующей индукционной муфтами.

Точное аналитическое выражение (V.3) для указанных типов муфт получить не удается из-за сложности протекающих во время работ физических явлений. Поэтому, как правило, приходится пользоваться приближенными зависимостями или характеристиками, определяемыми экспериментальным путем. Для рассматриваемой задачи последнее вполне допустимо.

Для фрикционной муфты имеем

$$M_ф=C_фF_ф(B), \tag{V.16}$$

где $F_ф(B)$ — известная функция;

$C_ф$ — коэффициент постоянный для данного образца и конкретных условий работы муфты [1].

Графики функции $F_ф(B)$ показаны на рис. V.10. Для порошковой муфты

$$M_п=C_п[F_п(B)+k_{ск}(n_{дв}-n)], \tag{V.17}$$

где $k_{ск}$ — коэффициент, характеризующий влияние на величину $M_п$ угловой скорости относительного вращения ведомой и ведущей частей муфты.

Графики функции $F_п(B)$ показаны на рис. V.11.

Как правило, $F_п(B)$ имеет значительный линейный участок. Механические характеристики порошковой муфты достаточно «жесткие», хотя и в отличие от фрикционных, слабое влияние скольжения на $M_п$ имеет место. Достаточно просто заметить определенную аналогию характеристик муфт двух указанных типов.

Для быстродействующей индукционной муфты [4] можно написать

$$M_и=C_иB^2(n_{дв}-n). \tag{V.18}$$

---

[1] Индексы ф, п и и обозначают переменные величины, функции и константы, относящиеся к фрикционным, порошковым и индукционным муфтам соответственно.

Графики соответствующих зависимостей показаны на рис. V.12. Отличительной особенностью характеристик муфт этого типа является значительная зависимость момента от скольжения, т. е. механические характеристики наиболее «мягкие».

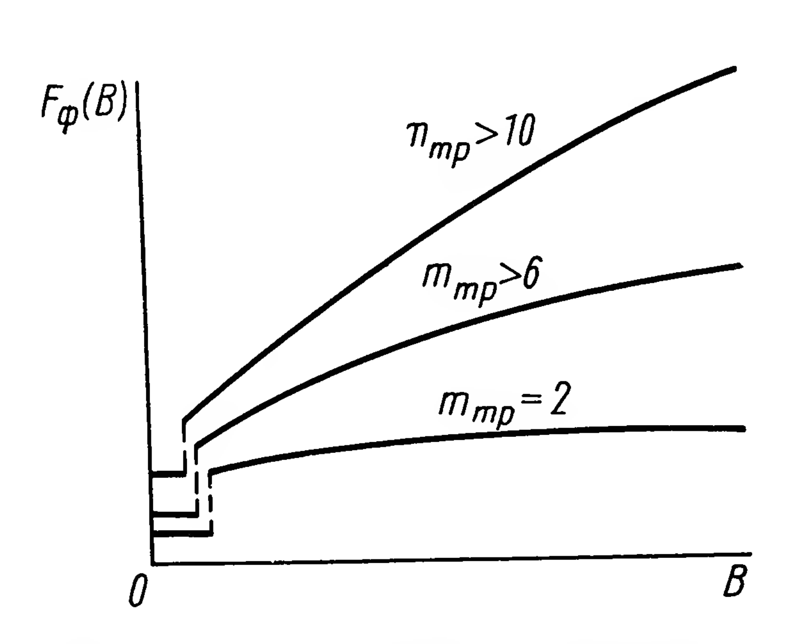


Рис. V.10. Графики функции $F_ф(B)$

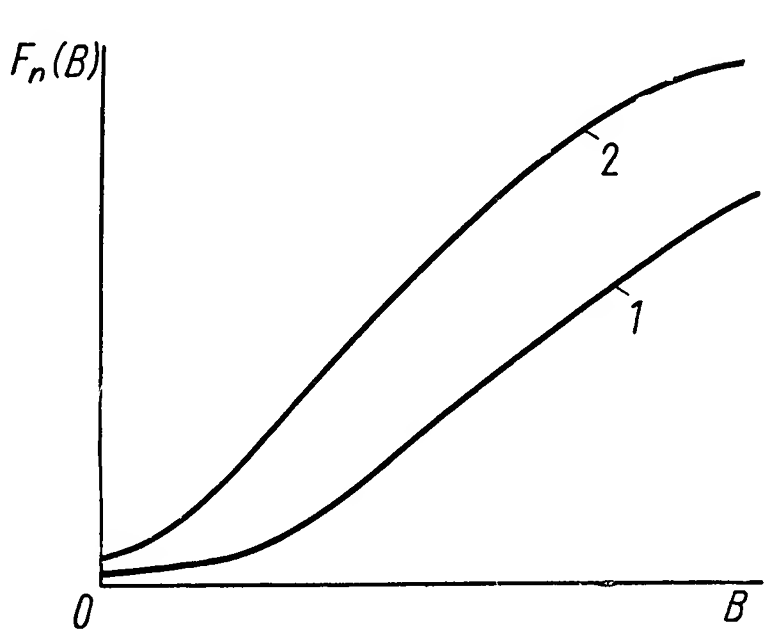


Рис. V.11. Графики функции $F_п$ (B):

1 — муфта дискового типа; 2 — муфта цилиндрического типа

Пользуясь приведенными материалами, легко определить передаточные функции исполнительных элементов, а также произвести их анализ применительно к муфтам указанных типов.

Как показано в работе [3], одной из основных задач, которые приходится решать при разработке и использовании исполнительного

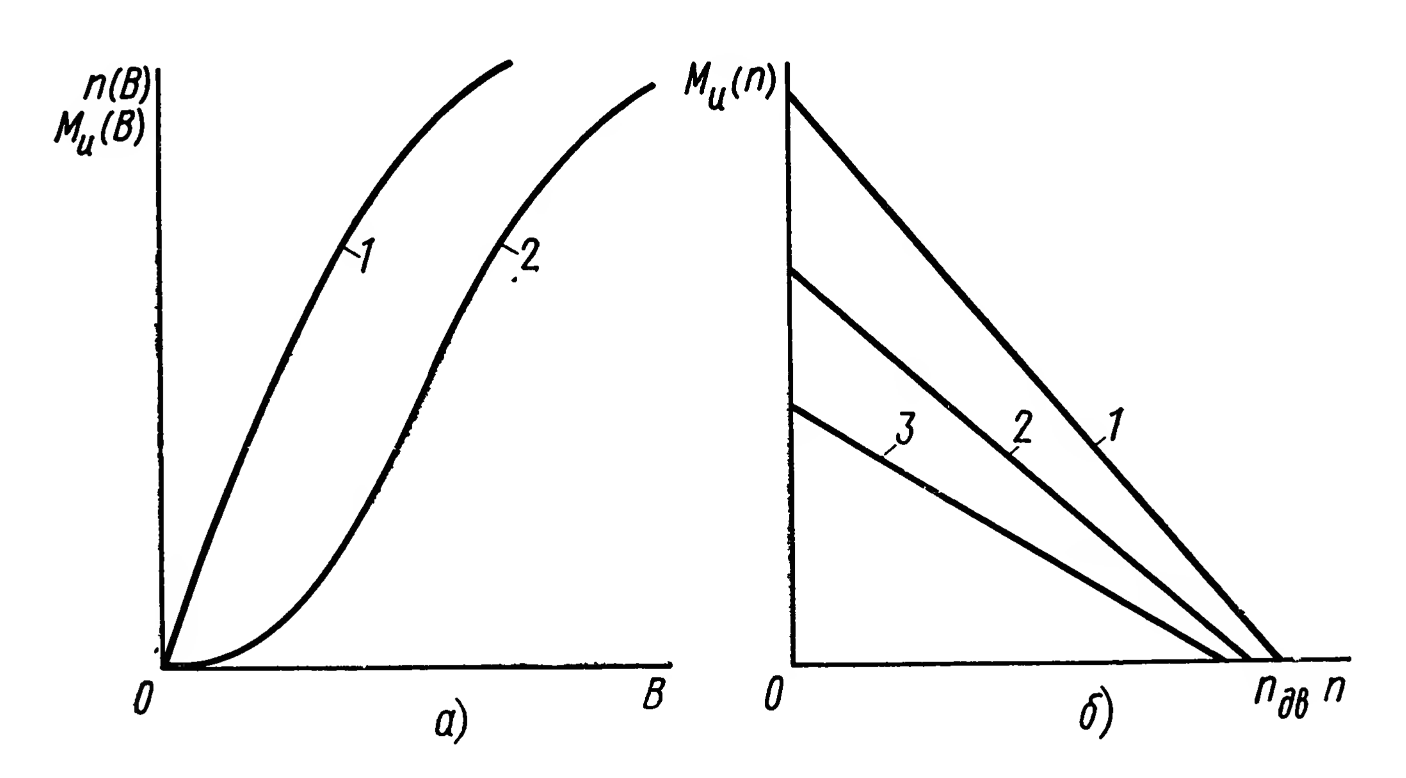


Рис. V.12. Графики зависимостей:

а — графики функций *n* (*B*) — кривая *1*; $M_и$ (*B*) — кривая *2*; $I_0 = 0{,}25\ I_{max}$, $M_и$ (*n*); *б* — механические характеристики: *1*—$\Delta I = I_1 - I_2 = I_{max}$; *2* — $\Delta I = 0{,}6\ I_{max}$, *3* — $\Delta I = 0{,}25\ I_{max}$

устройства с электромагнитными муфтами, является задача выбора величины нулевого тока в обмотках управления I_0.

Действительно, из выражений (V.10), (V.13), (V.15) следует, что величина I_0 будет влиять не только на регулировочные характеристики и к. п. д. исполнительного элемента, но и на коэффициенты его передаточной функции, т. е. динамические характеристики. Учитывая

это, перейдем к рассмотрению передаточных функций исполнительных устройств.

На основании выражений (V.9) и (V.16) для исполнительного устройства с фрикционной муфтой имеем

$$\left.\begin{aligned}&\frac{\partial M_1}{\partial n_{\text{дв}}}\approx\frac{\partial M_2}{\partial n_{\text{дв}}}\approx\frac{\partial M_1}{\partial n}\approx\frac{\partial M_2}{\partial n}\approx 0;\\&\frac{\partial M_1(\bar{B}_1)}{\partial B_1}=C_{\text{ф}}F'_{\text{ф}}(\bar{B}_1)=k_1C_{\text{ф}}F'_{\text{ф}}(\bar{I}_1);\\&\frac{\partial M_2(\bar{B}_2)}{\partial B_2}=C_{\text{ф}}F'_{\text{ф}}(\bar{B}_2)=k_2C_{\text{ф}}F'_{\text{ф}}(\bar{I}_2),\end{aligned}\right\}\qquad (V.19)$$

где k_1 и k_2 — коэффициенты, учитывающие соотношение F' (B) и F' (I).

Заметим, что если $\bar{I}_1$ и $\bar{I}_2$ = const

$$k_1\frac{\partial M_1}{\partial B_1}-k_2\frac{\partial M_2}{\partial B_2}\ \text{и}\ k_1\frac{\partial M_1}{\partial B_1}+k_2\frac{\partial M_2}{\partial B_2}=C_{\text{ф}}f\,(I_0). \qquad (V.20)$$

При этом диапазон изменения $C_{\text{ф}}f$ (I_0) в функции $U_{\text{вх}}$ будет наименьшим при вполне определенных, отличных от нуля, величинах тока I_0 (рис. V.13). Однако для исполнительного устройства с фрикционной муфтой, во избежание перегрева последнего, I_0 должен быть минимальным.

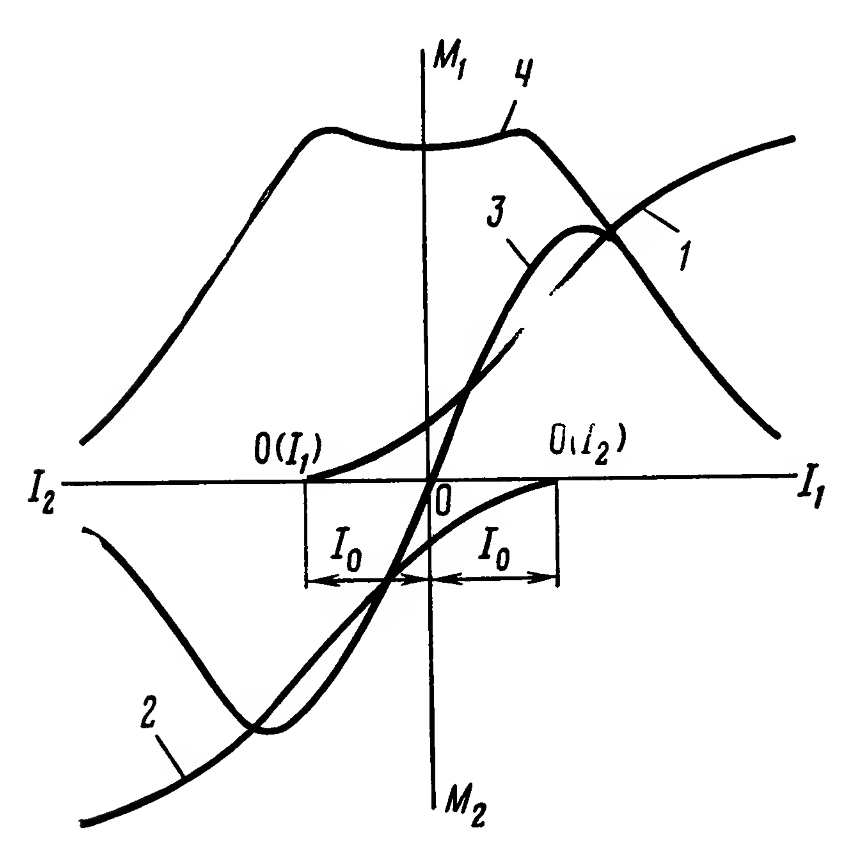


Рис. V.13. Влияние величины нулевого тока на характеристики исполнительного устройства:

кривая 1 — функция M_1 (I_1); кривая 2 — M_2 (I_2); кривая 3 — $k_1\frac{\partial M_1}{\partial B_1}-k_2\frac{\partial M_2}{\partial B_2}$; кривая 4 — $k_1\frac{\partial M_1}{\partial B_1}+k_2\frac{\partial M_2}{\partial B_2}$

На основании выражений (V.19)

$$a_0=0,\ a_1=\frac{h_{\text{дв}}}{J_\Sigma},\ c_0=\frac{h_{\text{дв}}}{JJ_\Sigma},$$

$$c_1=\frac{1}{J};$$

$$b_{00}=k_{\text{у}}\left[\frac{h_{\text{дв}}}{JJ_\Sigma}\left(k_1\frac{\partial M_1}{\partial B_1}T_2+k_2\frac{\partial M_2}{\partial B_2}\right)\right];$$

$$b_{10}=k_{\text{у}}\left[\frac{h_{\text{дв}}}{JJ_\Sigma}\left(k_1\frac{\partial M_1}{\partial B_1}T+k_2\frac{\partial M_2}{\partial B_2}T_1\right)+\right.$$

$$\left.+\frac{1}{J}\left(k_1\frac{\partial M_1}{\partial B_1}+k_2\frac{\partial M_2}{\partial B_2}\right)\right];$$

$$b_{20}=\frac{k_{\text{у}}}{J}\left(k_1\frac{\partial M_1}{\partial B_1}T_2+k_2\frac{\partial M_2}{\partial B_2}T_1\right),$$

откуда, применяя преобразование Лапласа, к уравнениям (V.13) и (V.15) при нулевых начальных условиях, получим передаточные функции привода с фрикционной муфтой по управляющему сигналу (входному напряжению) и моменту нагрузки:

$$W_{\text{фу}}(s)=\frac{n}{U_{\text{вх}}(s)}=\frac{b_{20}s+b_{21}}{s\,(T_1s+1)\,(T_2s+1)}, \qquad (V.21)$$

где

$$b_{21}=\frac{k_{\text{у}}}{J}\left(k_1\frac{\partial M_1}{\partial B_1}+k_2\frac{\partial M_2}{\partial B_2}\right)=\frac{k_{\text{у}}C_{\text{ф}}}{J}\left[k_1F'_{\text{ф}}(\bar{I}_1)+k_2F'_{\text{ф}}(\bar{I}_2)\right];$$

$$W_{\text{фн}}(s)=\frac{n}{M_{\text{н}}(s)}=\frac{1}{Js}. \qquad (V.22)$$

В случае $T_1 = T_2 = T$ выражение (V.21) приобретает более простой вид

$$W_{\text{фу}}(s) = \frac{k_{\text{у}} C_{\text{ф}} \left[k_1 F'_{\text{ф}}(\bar{I}_1) + k_2 F'_{\text{ф}}(\bar{I}_2)\right]}{Js(Ts+1)}. \tag{V.23}$$

Для порошковой муфты на основании выражения (V.17) получим

$$\left.\begin{aligned}
&\frac{\partial M_1}{\partial n_{\text{дв}}} = \frac{\partial M_2}{\partial n_{\text{дв}}} = C_{\text{п}} k_{\text{ск}};\\
&\frac{\partial M_1}{\partial n} = -C_{\text{п}} k_{\text{ск}}; \quad \frac{\partial M_2}{\partial n} = C_{\text{п}} k_{\text{ск}};\\
&\frac{\partial M_1}{\partial B_1} = C_{\text{п}} F'_{\text{п}}(\bar{B}_1);\\
&\frac{\partial M_2}{\partial B_2} = C_{\text{п}} F'_{\text{п}}(\bar{B}_2).
\end{aligned}\right\} \tag{V.24}$$

Подставляя соотношения (V.24) в выражения для коэффициентов уравнения (V.13) и (V.15), найдем

$$a_0 = \frac{2C_{\text{п}} k_{\text{ск}}}{JJ_{\Sigma}} (h_{\text{дв}} + 2i^2 C_{\text{п}} k_{\text{ск}});$$

$$a_1 = \frac{h_{\text{дв}}}{J_{\Sigma}} + 2C_{\text{п}} k_{\text{ск}} \left(\frac{i^2}{J_{\Sigma}} + \frac{1}{J}\right);$$

$$b_0 = \frac{h_{\text{дв}}}{JJ_{\Sigma}} C_{\text{п}} [F'_{\text{п}}(\bar{B}_1) + F'_{\text{п}}(\bar{B}_2)] + \frac{2i^2}{JJ_{\Sigma}} C^2_{\text{п}} k_{\text{ск}} [F'_{\text{п}}(\bar{B}_1) + F'_{\text{п}}(\bar{B}_2)];$$

$$b_1 = \frac{1}{J} C_{\text{п}} [F'_{\text{п}}(\bar{B}_1) + F'_{\text{п}}(\bar{B}_2)];$$

$$c_0 = \frac{h_{\text{дв}} + 2i^2 C_{\text{п}} k_{\text{ск}}}{JJ_{\Sigma}}; \quad c_1 = \frac{1}{J};$$

$$b_{00} = k_{\text{у}} C_{\text{п}} \left(\frac{h_{\text{дв}}}{JJ_{\Sigma}} + \frac{2i^2}{JJ_{\Sigma}} C_{\text{п}} k_{\text{ск}}\right) [k_1 F'_{\text{п}}(\bar{B}_1) + k_2 F'_{\text{п}}(\bar{B}_2)];$$

$$b_{10} = k_{\text{у}} \left\{\frac{C_{\text{п}}}{J} [k_1 F'_{\text{п}}(\bar{B}_1) + k_2 F'_{\text{п}}(\bar{B}_2] + \right.$$

$$\left. + C_{\text{п}} \left(\frac{h_{\text{дв}}}{JJ_{\Sigma}} + \frac{2i^2}{JJ_{\Sigma}} C_{\text{п}} k_{\text{ск}}\right) [k_1 T_2 F'_{\text{п}}(\bar{B}_1) + k_2 T_1 F'_{\text{п}}(\bar{B}_2)]\right\};$$

$$b_{20} = \frac{k_{\text{у}} C_{\text{п}}}{J} [k_1 T_2 F'_{\text{п}}(\bar{B}_1) + k_2 T_1 F'_{\text{п}}(\bar{B}_2)].$$

Используя уравнения (V.13) и (V.15), получим передаточные функции привода с порошковой муфтой:

по приращению тока в обмотках управления

$$W_{\text{пт}}(s) = \frac{n}{\Delta I(s)} = \frac{C_{\text{п}} \left[k_1 F'_{\text{п}}(\bar{B}_1) + k_2 F'_{\text{п}}(\bar{B}_2)\right]}{Js + 2C_{\text{п}} k_{\text{ск}}}; \tag{V.25}$$

моменту нагрузки

$$W_{\text{пн}}(s) = \frac{1}{Js + 2C_{\text{п}} k_{\text{ск}}} \tag{V.26}$$

и управляющему сигналу

$$W_{\text{пу}}(s) = \frac{b_{20}s^2 + b_{10}s + b_{00}}{(s^2 + a_1 s + a_0)(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}. \tag{V.27}$$

Подставляя в выражение (V.27) значения коэффициентов a_0, a_1, b_{00}, b_{10} и b_{20}, найдем

$$W_{\text{пу}}(s) = k_{\text{у}} C_{\text{п}} \frac{\left[k_1 F'_{\text{п}}(\bar{B}_1) T_2 + k_2 F'_{\text{п}}(\bar{B}_2) T_1\right] s + k_1 F'_{\text{п}}(\bar{B}_1) + k_2 F'_{\text{п}}(\bar{B}_2)}{(Js + 2C_{\text{п}} k_{\text{ск}})(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)},$$

или при $k_{\text{ск}} \approx 0$

$$W_{\text{пу}}(s) = \frac{k_{\text{у}} C_{\text{п}}}{Js}\left[\frac{k_1 F'_{\text{п}}(\bar{B}_1)}{T_1 s + 1} + \frac{k_2 F'_{\text{п}}(\bar{B}_2)}{T_2 s + 1}\right]. \qquad (V.28)$$

Это выражение передаточной функции может оказаться удобным при структурном анализе системы, в которой используется привод с порошковой муфтой.

Для исполнительного устройства с индукционной муфтой на основании выражения (V.18) можно написать:

$$\frac{\partial M_1}{\partial n_{\text{дв}}} = C_{\text{и}} \bar{B}_1^2; \quad \frac{\partial M_2}{\partial n_{\text{дв}}} = C_{\text{и}} \bar{B}_2^2;$$

$$\frac{\partial M_1}{\partial n} = -C_{\text{и}} \bar{B}_1^2; \quad \frac{\partial M_2}{\partial n} = C_{\text{и}} \bar{B}_2^2;$$

$$\frac{\partial M_1}{\partial B_1} = 2C_{\text{и}} \bar{B}_1 (\bar{n}_{\text{дв}} - \bar{n});$$

$$\frac{\partial M_2}{\partial B_2} = 2C_{\text{и}} \bar{B}_2 (\bar{n}_{\text{дв}} + \bar{n}),$$

откуда согласно уравнению (V.13)

$$\left.\begin{aligned}
a_0 &= \frac{C_{\text{и}}}{JJ_\Sigma}\left[h_{\text{дв}}(\bar{B}_1^2 + \bar{B}_2^2) + 4i^2 C_{\text{и}} \bar{B}_1^2 \bar{B}_2^2\right];\\
a_1 &= \frac{h_{\text{дв}}}{J_\Sigma} + C_{\text{и}}(\bar{B}_1^2 + \bar{B}_2^2)\left(\frac{1}{J} + \frac{i^2}{J_\Sigma}\right);\\
b_0 &= \frac{2C_{\text{и}}}{JJ_\Sigma}\{h_{\text{дв}}[\bar{n}_{\text{дв}}(\bar{B}_1 + \bar{B}_2) - \bar{n}(\bar{B}_1 - \bar{B}_2)] +\\
&\quad + 2i^2 C_{\text{и}} \bar{B}_1 \bar{B}_2 [\bar{n}_{\text{дв}}(\bar{B}_1 + \bar{B}_2) + \bar{n}(\bar{B}_1 - \bar{B}_2)]\};\\
b_1 &= \frac{2C_{\text{и}}}{J}[\bar{n}_{\text{дв}}(\bar{B}_1 + \bar{B}_2) - \bar{n}(\bar{B}_1 - \bar{B}_2)];\\
c_0 &= \frac{h_{\text{дв}}}{JJ_\Sigma} + \frac{i^2 C_{\text{и}}}{JJ_\Sigma}(\bar{B}_1^2 + \bar{B}_2^2), \quad c_1 = \frac{1}{J};\\
b_{00} &= 2k_{\text{у}} \frac{C_{\text{и}}}{JJ_\Sigma}\{C_{\text{и}} i^2 (\bar{B}_1^2 - \bar{B}_2^2)[\bar{n}_{\text{дв}}(k_1 \bar{B}_1 - k_2 \bar{B}_2) -\\
&\quad - \bar{n}(k_1 \bar{B}_1 + k_2 \bar{B}_2)] + [\bar{n}_{\text{дв}}(k_1 \bar{B}_1 + k_2 \bar{B}_2) -\\
&\quad - \bar{n}(k_1 \bar{B}_1 - k_2 \bar{B}_2)][h_{\text{дв}} + C_{\text{и}} i^2 (\bar{B}_1^2 + \bar{B}_2^2)]\};\\
b_{10} &= 2k_{\text{у}} \frac{C_{\text{и}}}{JJ_\Sigma}\{C_{\text{и}} i^2 (\bar{B}_1^2 - \bar{B}_2^2)[\bar{n}_{\text{дв}}(T_2 k_1 \bar{B}_1 - T_1 k_2 \bar{B}_2) -\\
&\quad - \bar{n}(T_2 k_1 \bar{B}_1 + T_1 k_2 \bar{B}_2)] + [\bar{n}_{\text{дв}}(T_2 k_1 \bar{B}_1 + T_1 k_2 \bar{B}_2) -\\
&\quad - \bar{n}(T_2 k_1 \bar{B}_1 - T_1 k_2 \bar{B}_2)[h_{\text{дв}} + C_{\text{и}} i^2 (\bar{B}_1^2 + \bar{B}_2^2)] +\\
&\quad + J_\Sigma [\bar{n}_{\text{дв}}(k_1 \bar{B}_1 + k_2 \bar{B}_2) - \bar{n}(k_1 \bar{B}_1 - k_2 B_2)]\};\\
b_{20} &= 2k_{\text{у}} \frac{C_{\text{и}}}{J}[\bar{n}_{\text{дв}}(T_2 k_1 \bar{B}_1 + T_1 k_2 \bar{B}_2) -\\
&\quad - \bar{n}(T_2 k_1 \bar{B}_1 - T_1 k_2 \bar{B}_2)].
\end{aligned}\right\} \qquad (V.29)$$

Заметим, что для исполнительного элемента с индукционной муфтой в общем случае уравнение (V.13) будет с переменными коэффициентами [3]. Поэтому выражения (V.29) при строгом рассмотрении справедливы только для $U_{вх} = \text{const}$. Однако принятая здесь идеализация вполне допустима, так как получающиеся погрешности пренебрежимо малы в области частот, бо́льших $h_{дв}/J_{\Sigma}$, т. е. в рабочем диапазоне исполнительного элемента.

Подставляя выражения (V.29) в уравнения (V.13) и (V.15), получим передаточные функции исполнительного элемента с индукционной муфтой. Для наиболее важного случая $\bar{n} = 0$, $\bar{B}_1 = \bar{B}_2 = B_0(I_0)$, $k_1 = k_2 = k$ будем иметь:

$$W_{ит}(s) = \frac{2\bar{n}_{дв}k}{B_0(I_0)} \frac{1}{T_м s + 1}; \qquad \text{(V.30)}$$

$$W_{ин}(s) = \frac{1}{2C_и B_0^2(I_0)} \frac{1}{T_м s + 1}; \qquad \text{(V.31)}$$

$$W_{иу}(s) = \frac{2k_у k\bar{n}_{дв}}{B_0(I_0)} \frac{\frac{1}{2}(T_1 + T_2)s + 1}{(T_м s + 1)(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} = \frac{K_и}{T_м s + 1}\left(\frac{1}{T_1 s + 1} + \frac{1}{T_2 s + 1}\right), \qquad \text{(V.32)}$$

где

$$T_м = \frac{J}{2C_и B_0^2(I_0)}, \quad K_и = \frac{k_у k\bar{n}_{дв}}{B_0(I_0)}.$$

4. ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ ЗАВИСИМОСТИ

В общем случае расчет исполнительного устройства с электромагнитной муфтой является сложной задачей, которая разделяется на большое число взаимосвязанных этапов [3], [5]. Рассмотрим наиболее важные из них:

определение основных конструктивных параметров муфты;

определение мощности и вращающего момента приводного электродвигателя.

Для расчета должны быть заданы: максимальные моменты нагрузки $M_{н\,max}$ и мощность P_{max} на выходе исполнительного устройства, характеристики приводного электродвигателя $n_{0дв}$ и $h_{дв}$.

На основании выражений (V.1) — (V.3) в общем случае имеем

$$\left.\begin{aligned} M_{н\,max} &= M_{вр\,max} = CF(B,\ n_{дв},\ n); \\ P_{max} &= \varkappa\alpha_р M_{н\,max} n_{max}, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(V.33)}$$

где C — коэффициент момента;

$\varkappa$ — коэффициент формы механической характеристики,

$$1 > \varkappa \geqslant \frac{1}{4};$$

$\alpha_р$ — коэффициент, зависящий от размерности P.

Зададимся максимальной величиной B_{max}, обеспечиваемой обмоткой управления. Тогда из приведенного выражения можно определить требуемую величину $C_т$. Таким образом, задача сводится к выбору

основных параметров муфты так, чтобы обеспечивалась заданная величина коэффициента момента $C_т$. В частности, для исполнительного устройства с индукционной муфтой имеем

$$C_т=\frac{M_{н\,max}}{B_{max}^2\,(n_{0\,дв}-n_т-k_{дв}^{-1}M_{н\,max})}, \qquad (V.34)$$

где $n_т$ — скорость вращения, соответствующая величине $M_{н\,max}$, или

$$C_т=\frac{P_{max}}{B_{max}^2\left(\frac{1}{4}\alpha_p n_{0\,дв} n_{max}-k_{дв}^{-1}P_{max}\right)}. \qquad (V.35)$$

Составим выражения для коэффициентов момента, имея в виду выражения (V.16) — (V.18).

Поскольку величина момента, передаваемого фрикционной муфтой дискового типа, равна

$$M_ф=m_{тр}p\mu_{тр}\int\limits_{R_2}^{R_1}2\pi R^2\,dR=\frac{2}{3}\pi m_{тр}p\mu_{тр}\,(R_1^3-R_2^3)$$

или

$$M_ф=m_{тр}\mu_{тр}QR_{ср},$$

где R_1, R_2 — наружный и внутренний радиусы поверхностей трения;
$m_{тр}$ — число поверхностей трения;
$\mu_{тр}$ — коэффициент трения;
p — давление на поверхности трения;

$$Q=4S_\delta B^2;$$

$$R_{ср}=\frac{2}{3}\,\frac{R_1^3-R_2^3}{R_1^2-R_2^2};$$

$R_{ср}$ — эффективный радиус трения;
B — магнитная индукция в рабочем воздушном зазоре электромагнита;
S_δ — площадь воздушного зазора.

Выражение для $C_ф$ имеет вид

$$C_ф=4m_{тр}\mu_{тр}k_p S_\delta R_{ср}, \qquad (V.36)$$

где k_p — коэффициент режима работы.

Вводя обозначения,

$$k_в=\frac{D_2}{D_1},\quad D_{ср}=\frac{2}{3}\,\frac{1-k_в^3}{1-k_в^2}D_1,$$

D_1 и D_2 — наружный и внутренний диаметры поверхностей трения дисков,

$$S_\delta=\frac{\pi}{4}\,(1-k_{во}^2)\,D_{10}^2,\quad k_{во}=\frac{D_{20}}{D_{10}};$$

$$D=D_1,\quad D_{10}=k_ф D;$$

$$k_{2р}=k_ф\left(1-k_{во}^2\right)\frac{1-k_в^3}{1-k_в^2}$$

и D_{10} и D_{20} — наружный и внутренний диаметры воздушного зазора электромагнита,

на основании выражения (V.36) получим

$$C_ф = \frac{2}{3} \pi m_{тр} \mu_{тр} k_р k_{2р} D^3. \qquad (V.37)$$

Для муфт исполнительных устройств величину $k_р$ рекомендуется брать в пределах $k_р = 0{,}25 \div 0{,}8$, а $\mu_{тр}$ из табл. V.1.

Задаваясь $k_ф$, $k_в$, $k_{в0}$ и $m_{тр}$, по формуле (V.37) достаточно просто определить основной конструктивный размер муфты, обеспечивающий найденную из выражения (V.33) величину $C_т$.

Таблица V.1

Материалы поверхностей	$\mu_{тр}$	
	без смазки	со смазкой
Сталь — сталь	0,15	0,08
Сталь — чугун	0,18	0,08—0,12
Сталь — бронза	0,15	0,1
Чугун — чугун	0,15	0,07—0,1

Составление выражения для коэффициента момента $C_п$ соотношения (V.17) порошковой муфты представляет наибольшие трудности. Несмотря на большое число работ, посвященных исследованию порошковых муфт (см. например, [1], [5]), решение задачи их расчета еще далеко от завершения. В опубликованных работах приводятся весьма различные формулы, представляющие собой полуэмпирические зависимости, вытекающие из результатов эксперимента. Учитывая это, расчет порошковых муфт должен обязательно уточняться путем изготовления макетных образцов конструкции и их испытания.[1]

В общем случае момент, передаваемый порошковой муфтой, определяется величиной предельного касательного напряжения в слое ферромагнитного наполнителя, находящегося в рабочем зазоре электромагнита. Этот факт позволяет при выводе формулы для $C_п$ считать, что момент передается за счет сил вязкого трения смеси, свойства которой изменяются в зависимости от величины магнитного поля.

В работах по теории вязкости выводится зависимость, определяющая силу вязкости густой жидкости

$$\tau = \theta + \mu_{ав} \frac{\vartheta}{\delta_с}, \qquad (V.38)$$

где τ — сила, действующая по касательной на единицу поверхности;
$\delta_с$ — толщина слоя смеси или величина рабочего зазора сил;
ϑ — скорость;
$\mu_{ав}$ — коэффициент абсолютной вязкости;
θ — коэффициент начала текучести.

В данном случае $\mu_{ав}$ зависит не только от сорта масла, но и от состава смеси:

$$\mu_{ав} = f(k_с,\ t^\circ),$$

где $k_с$ — коэффициент состава смеси;
t° — температура.

[1] Данное замечание не относится к приводу, в котором используются серийные муфты [5].

Коэффициент θ является сложной функцией, $\theta = f(k_с, \delta_с, B_\delta)$, но в основном зависит от силы сцепления друг с другом частиц железного порошка, т. е. величины магнитной индукции.

Используя формулу (V.38), напишем выражение для величины элементарной силы, действующей с двух сторон на кольцеобразную поверхность ведомого диска муфты радиуса R и шириной ΔR:

$$\Delta Q = 4\pi\theta R\,\Delta R + \frac{16\pi^2(n_{дв}-n)R^2\,\Delta R}{\delta_а-\delta_d},$$

где $\delta_а$ — расстояние между полюсами электромагнита;

δ_d — толщина диска.

Момент от силы ΔQ

$$\Delta M_п = 4\pi\theta R^2\,\Delta R + \frac{16\pi(n_{дв}-n)R^3\,\Delta R}{\delta_а-\delta_d}. \quad (V.39)$$

Рис. V.14. К расчету порошковой муфты:

1 — ведомая часть; *2* — магнитопровод; *3* — обмотка

Интегрируя последнее выражение по R в пределах от R_2 до R_1, получим момент, действующий на диск:

$$M_п = \frac{1}{6}\pi(1-k_в^3)D_1^3\theta + \frac{\pi^2(1-k_в^4)\mu_{ав}D_1^4}{4(\delta_а-\delta_d)}(n_{дв}-n). \quad (V.40^*)$$

Аналогично для муфты барабанного типа получим

$$M_п = \frac{1}{2}\pi m l_\delta D_\delta^2\theta + \frac{\pi^2\mu_{ав} m l_\delta D_\delta^3}{2\delta_р}(n_{дв}-n), \quad (V.41)$$

где D_δ — диаметр цилиндра ведомой части;

m — число рабочих зазоров с ферромагнитным наполнителем;

l_δ — длина рабочей части зазора (рис. V.14);

$\delta_р$ — величина рабочего зазора.

На основании соотношений (V.17), (V.40) и (V.41) выражение для коэффициента момента имеет вид

$$C_п = \frac{1}{2}\pi m l_\delta D_\delta^2$$

или

$$C_п = \frac{1}{2}\pi m k_d D_\delta^3, \quad (V.42)$$

где

$$k_d = \frac{l_\delta}{D_\delta}.$$

Для величины θ можно написать зависимость

$$\theta = F_п(B) = k_с k_\delta B_\delta^\nu, \quad (V.43)$$

* Обозначения в выражении (V.40) такие же, как для фрикционной муфты.

где $k_c = 0{,}7 \div 1{,}4$;

$\nu = 1 \div 2$;

k_δ — коэффициент, характеризующий влияние величины рабочего зазора ($k_\delta = 0{,}8 \div 1{,}3$).

Формула (V.43) хорошо аппроксимирует экспериментальные характеристики, хотя при дробных ν неудобна для расчетов. Поэтому для малых значений B_δ ($B_\delta \leqslant 0{,}3T$) следует рекомендовать $\nu = 1$ и для больших B_δ, т. е. при больших величинах $\delta_р$ (например $\delta_р > 2$ мм) значение $\nu = 2$.

Рекомендуемые величины коэффициентов для муфт барабанного типа приведены в табл. V.2.

Для малых и средних мощностей исполнительного устройства наиболее целесообразной является конструкция муфты с ведомой частью в виде одного диска или цилиндра, т. е. $m = 2$.

Таблица V.2

$M_{п\ max}$, кг · см	$\delta_р$, мм	k_d	k_δ
До 5	0,3	0,3	1,2
5—20	0,5—0,8	0,2	0,9
20—50	1,0	0,15	0,8
Более 50	1,5	0,12	0,7

Составы смесей, используемые в муфтах, приведены в табл. V.3.

Таблица V.3

Компоненты смеси		Размер частиц, мкм	k_α
Наполнитель	Ферромагнитный порошок		
—	Карбонильное железо	6—12	1,0
Окись цинка	То же		0,5—0,65
Машинное масло	Карбонильное железо Р8	8	0,41
Трансформаторное масло	Карбонильное железо Р4	10	0,45
Селиконовое масло	Карбонильное железо	5	0,36

Примечание. k_α — отношение массы ферромагнитного порошка к общей массе смеси.

Из формулы (V.41) имеем

$$k_{ск} = \frac{\pi \mu_{ав} D_\delta}{\delta_р}. \qquad (V.44)$$

Как известно, величина $\mu_{ав}$ зависит от состава смеси и ее температуры. Последняя изменяется при увеличении скорости относительного движения ведущей и ведомой частей и от других причин. Вследствие этого $k_{ск}$ изменяется не только по величине, но и по знаку. Величина $k_{ск}$ относительно мала и практически не влияет на максимальный момент, передаваемый муфтой на нагрузку.

Формула для коэффициента момента быстродействующей индукционной муфты имеет вид [4]

$$C_и = 4 \cdot 10^{-8} \frac{k_э l D^3}{k_{в1} R_р}, \qquad (V.45)$$

где D — средний диаметр ротора, см;

l — длина полюса электромагнита (рис. V.15);

$k_э = \frac{l}{b}$;

b — ширина полюса электромагнита;

b_1 — расстояние между полюсами,

$k_{в1} = \frac{1}{2}\left(1 + \frac{b_1}{b}\right)$,

$R_р$ — сопротивление ротора вихревым токам, Ом.

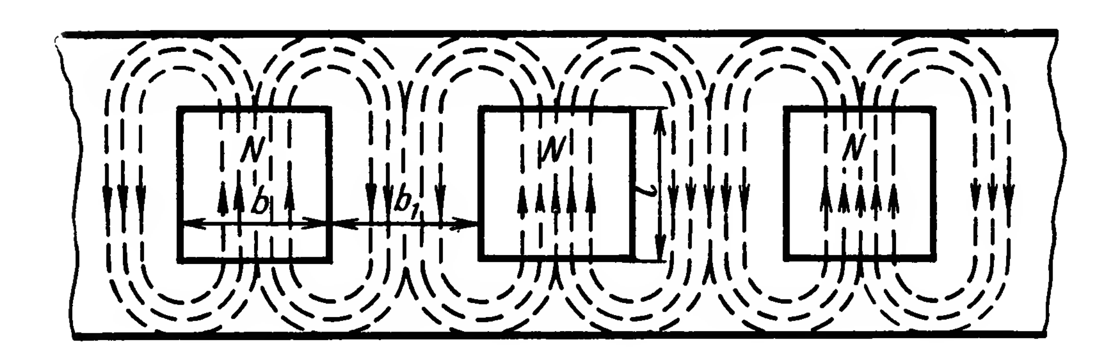


Рис. V.15. Развертка цилиндра ротора муфты

При идеализированном распределении токов в стенках ротора (штриховые линии на рис. V.15)

$$R_р = \frac{\pi \rho}{\delta \ln\left(1 + \frac{\pi}{2k_э}\right)}, \qquad (V.46)$$

где ρ — удельное сопротивление материала ротора;

δ — толщина ротора.

Подставляя формулу (V.46) в выражение (V.46), получим

$$C_и = 4 \cdot 10^{-8} \frac{k_э \ln\left(1 + \frac{\pi}{2k_э}\right) \delta l D^3}{\pi k_{в1} \rho}. \qquad (V.47)$$

В работе [3] выводятся рациональные соотношения конструктивных параметров, входящих в формулу (V.47), а именно:

$$l = \frac{1}{6} D \text{ и } \delta \approx 0{,}01D. \qquad (V.48)$$

Используя соотношения (V.48) и рекомендуемые величины коэффициентов $k_{в1} \approx 1$ и $k_э \approx 0{,}9$, а также принимая для ротора из алюминиевого сплава $\rho = 4 \cdot 10^{-6}$, на основании формулы (V.47) имеем

$$C_и = 0{,}48 \left(\frac{D}{10}\right)^5 \qquad (V.49)$$

и

$$D = 11{,}6 \sqrt[5]{C_и}. \qquad (V.50)$$

Формулы (V.48), (V.50) позволяют достаточно просто определить основные конструктивные размеры муфты, обеспечивающие необходимую величину коэффициента момента (V.34) или (V.35).

5. ВЫБОР ПРИВОДНОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

Выбор типа электродвигателя производится на основании принятых максимальной скорости $n_{0\,дв}$ и жесткости механической характеристики $h^{-1}_{дв}$. В большинстве случаев выгодно применять электродвигатель с жесткой механической характеристикой. Кроме того, электродвигатель должен быть простым по конструкции, дешевым и экономичным.

Всем указанным требованиям наиболее полно удовлетворяют трехфазные электродвигатели переменного тока как промышленной, так и повышенной частоты (200—500 Гц).

Номинальная скорость приводного электродвигателя для исполнительных устройств с фрикционными и порошковыми муфтами должна выбираться с таким расчетом, чтобы частота вращения ведомых частей (учитывая передаточное отношение редуктора i) не превышала 1800—2000 об/мин.

Для исполнительных устройств с быстродействующей индукционной муфтой номинальная частота вращения приводного электродвигателя выбирается по возможности большей, так как это позволяет значительно уменьшить массу и габаритные размеры исполнительного устройства, а также улучшить его динамические характеристики.

Максимальная мощность приводного электродвигателя без учета тепловых и вентиляционных потерь

$$P_{дв} = \alpha_р i M_{max} n_{н\,дв}, \tag{V.51}$$

где

$$M_{max} \geqslant M_1 + M_2;$$

$n_{н\,дв}$ — номинальная частота вращения электродвигателя (при P, кВт, $\alpha_р = 9{,}81 \cdot 10^{-5}$).

В случае справедливости принятой ранее линейной экстраполяции механической характеристики электродвигателя

$$n_{н\,дв} = n_{0\,дв}\left(1 - \frac{iM_{max}}{h_{дв} n_{0\,дв}}\right) \tag{V.52}$$

и, следовательно,

$$P_{дв} = \alpha_р i M_{ma}\; n_{0\,дв}\left(1 - \frac{iM_{max}}{h_{дв} n_{0\,дв}}\right). \tag{V.53}$$

На основании формулы (V.52) можно также заключить, что вращающий момент $M_{0дв} = h_{дв} n_{0дв}$ должен значительно превосходить величину iM_{max}, например $5iM_{max} \leqslant n_{дв} n_{0\,дв} = M_{0\,дв}$.

Формулу (V.53) удобно применять для исполнительных устройств с фрикционными и порошковыми муфтами, когда M_{max} не зависит или слабо зависит от $n_{дв}$.

Для исполнительного устройства с индукционной муфтой

$$M_{\max} = C_{и}B_{\max}^2 n_{дв}.$$

и

$$P_{дв} = \frac{\alpha_{р} i^2 C_{и} B_{\max}^2 n_{0\,дв}}{(1 + i^2 h_{дв}^{-1} C_{и} B_{\max}^2)^2}. \qquad (V.54)$$

Расчет мощности приводного электродвигателя по формулам (V.53), (V.54) гарантирует обеспечение передачи на нагрузку не только мощности $P_{н}$, но и момента $M_{\max} > M_{н}$. Однако уточнение величины $P_{дв}$ может быть сделано, если известен конкретный закон изменения нагрузки на выходе исполнительного устройства.

6. ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ С ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМИ МУФТАМИ

Как известно, основными показателями, характеризующими качество привода или исполнительного устройства, являются:

максимальное ускорение

$$\frac{dn}{dt} = \dot{n}_{\max} = \frac{M_{\max}}{J};$$

максимальная скорость нарастания (крутизна) мощности на выходе

$$P_{\max}\big|_{n=0} = \frac{M_{\max}^2}{J}; \qquad (V.55)$$

вес, приходящийся на единицу мощности,

$$\frac{G}{P_{\max}} = \lambda;$$

коэффициент усиления по мощности

$$\frac{P_{\max}}{P_{y}} = K_{м},$$

где $P_{у}$ — мощность управления;

коэффициент полезного действия, например

$$\frac{P_{\max}}{P_{дв\,с}} = \eta,$$

где $P_{дв\,с}$ — мощность, потребляемая из сети;

электромеханическая постоянная времени

$$T_{м} = \frac{n_{0\,дв}}{\dot{n}_{\max}}. \qquad (V.56)$$

Для исполнительного устройства с фрикционной муфтой дискового типа на основании формулы (V.37) имеем

$$M_{ф\,\max} = \frac{2}{3}\pi m_{тр}\mu_{тр}k_{р}k_{2р}D^3 B_{\delta\max}^2 = \beta_{ф} m_{гр} D^3 B_{\delta\max}^2,$$

где

$$\beta_ф = \frac{2}{3}\pi\mu_{тр}k_р k_{2р},$$

откуда, учитывая, что момент инерции ведомых частей (без нагрузки),

$$J_ф = \frac{1}{16}\pi\gamma_д N_д k_{фф}\delta_д D^4,$$

где $\gamma_д$ — массовая плотность материала дисков или ведомой части;
$\delta_д$ — толщина диска;
$N_д$ — число дисков в одной муфте;
$k_{фф}$ — коэффициент формы дисков,
получим

$$\dot{n}_{max} = \frac{M_{ф\,max}}{J_ф} = A_{уф}\frac{B^2_{\delta\,max}}{\delta_д D}, \qquad (V.57)$$

где $A_{уф} = \frac{32\beta_ф}{\pi\gamma_д k_{фф}}$ — коэффициент ускорения.

При $\mu_{тр} = 0{,}1$; $k_р = 0{,}33$; $k_{2р} = 0{,}7$; $\gamma_д = 8{,}9\cdot10^{-6}$; $k_{фф} = 1{,}5$ (без учета проскальзывания) $A_{уф} \approx 3{,}7\cdot10^4$ (размерность $\dot{n}_{max}$ рад/с^2).

Крутизна нарастания мощности

$$\dot{P}_{ф\,max} = A_{нмф}\frac{m_{тр}D^2}{\delta_д}B^4_{\delta\,max}, \qquad (V.58)$$

где $A_{нмф} = A_{уф}\alpha_р\beta_ф$ — коэффициент нарастания мощности фрикционной муфты.

Для указанных значений коэффициентов $A_{нмф} = 0{,}175$ (размерность $\dot{P}_{max}$ кВт/с).

Представляет интерес зависимость $\dot{P}_{фmax}$ от мощности исполнительного устройства, которая получается из определения (V.58):

$$\dot{P}_{ф\,max} = A_{уф}\sqrt[3]{\frac{\beta_ф\alpha_р m_{тр}B^8_{\delta\,max}}{\varkappa^2\delta^3_д i^2 n^2_{0\,дв}}}\,P^{\frac{2}{3}}_{ф\,max} \qquad (V.59)$$

или

$$\dot{P}_{ф\,max} = 625\sqrt[3]{\frac{m_{гр}B^8_{\delta\,max}}{\varkappa^2\delta^3_д i^2 n^2_{0\,дв}}}\,P^{\frac{2}{3}}_{ф\,max}.$$

Для исполнительного устройства с порошковой муфтой цилиндрического типа выражения для $\dot{n}_{max}$ и $\dot{P}_{max}$ имеют вид, аналогичный выражениям (V.57) — (V.59). Действительно,

$$M_{п\,max} = \beta_п l_\delta D^2 B^\nu_{\delta\,max};$$

$$J_п = \frac{1}{4}\pi\gamma_ц k_{фп} l_\delta \delta_ц D^3_\delta;$$

$$\beta_п = \frac{1}{2}\pi k_с k_\delta m,$$

где $\delta_ц$ — толщина цилиндра;
$k_{фп}$ — коэффициент, учитывающий конфигурацию ведомой части, откуда

$$\dot{n}_{max} = A_{уп}\frac{B^\nu_{\delta\,max}}{\delta_ц D_\delta}, \qquad (V.60)$$

где

$$A_{\text{уп}} = \frac{2\beta_{\text{п}}}{\pi\gamma_{\text{ц}} k_{\text{фп}}};$$

$$\dot{P}_{\text{п max}} = A_{\text{нмп}} \frac{k_d D_\delta^2 B_{\delta\,\max}^{2\nu}}{\delta_{\text{ц}}}, \tag{V.61}$$

где $A_{\text{нмп}} = A_{\text{уп}}\alpha_{\text{р}}\beta_{\text{п}}$.

При $m = 2$, $k_{\text{с}} = 0{,}8$, $k_\delta = 0{,}9$, $k_{\text{фп}} = 2$, $\gamma_{\text{ц}} = 8{,}9 \cdot 10^{-6}$ $A_{\text{уп}} \approx 8{,}4 \cdot 10^4$, $A_{\text{нмп}} \approx 18{,}5$.

Выражая $\dot{P}_{\text{п max}}$ через мощность $P_{\text{п max}}$, найдем

$$\dot{P}_{\text{п max}} = A_{\text{уп}} \sqrt{\frac{\beta_{\text{п}}\alpha_{\text{р}} k_d B_{\delta\,\max}^{4\nu}}{\varkappa^2 \delta_{\text{ц}}^3 i^2 n_{0\,\text{дв}}^2}}\; P_{\text{п max}}^{\frac{2}{3}}, \tag{V.62}$$

или при указанных коэффициентах

$$\dot{P}_{\text{п max}} = 5 \cdot 10^3 \sqrt[3]{\frac{k_d B_{\delta\,\max}^{4\nu}}{\varkappa^2 \delta_{\text{ц}}^3 i^2 n_{0\,\text{дв}}^2}}\; P_{\text{п max}}^{\frac{2}{3}}. \tag{V.63}$$

Аналогично для исполнительного устройства с индукционной быстродействующей муфтой получим

$$\dot{n}_{\max} = A_{\text{уи}} B_{\max}^2 n_{0\,\text{дв}}, \tag{V.64}$$

где

$$A_{\text{уи}} = \frac{4\beta_{\text{и}}}{\pi k_{\text{фи}} \gamma_{\text{а}} k_l}; \qquad \beta_{\text{и}} = \frac{4 \cdot 10^{-8} A\,(k_{\text{э}})\,\delta l}{\pi k_{\text{в}} \rho}, \qquad k_l = \frac{l_1}{l};$$

здесь l_1 — длина ротора;

$k_{\text{фи}}$ — коэффициент формы ротора;

$\gamma_{\text{а}}$ — массовая плотность материала ротора;

$$A\,(k_{\text{э}}) = k_{\text{э}}\, ln \left(1 + \frac{\pi}{2k_{\text{э}}^2}\right);$$

$$\dot{P}_{\text{и max}} = A_{\text{нми}} D^5 B_{\max}^4 n_{0\,\text{дв}}^2; \tag{V.65}$$

где

$$A_{\text{нми}} = A_{\text{уи}}\alpha_{\text{р}}\beta_{\text{и}} \frac{1}{D^2},$$

или

$$\dot{P}_{\text{и max}} = 4 A_{\text{уи}} B_{\max}^2 P_{\text{и max}}. \tag{V.66}$$

При $A\,(k_{\text{э}}) = 0{,}9$; $k_{\text{фи}} = 1{,}35$; $k_l = 3{,}5$; $k_{\text{в1}} = 1$; $l = D/6$; $\delta = 10^{-2}\,D$; $\beta = 6 \cdot 10^{-6}$; $\gamma_{\text{а}} = 2{,}5 \cdot 10^{-6}$ коэффициенты $A_{\text{уи}} \approx 200$; $A_{\text{нми}} \approx 6{,}25 \cdot 10^{-8}$.

Из анализа формул (V.60) — (V.66) можно сделать вывод, что исполнительные устройства с электромагнитными муфтами обладают весьма хорошими показателями качества.

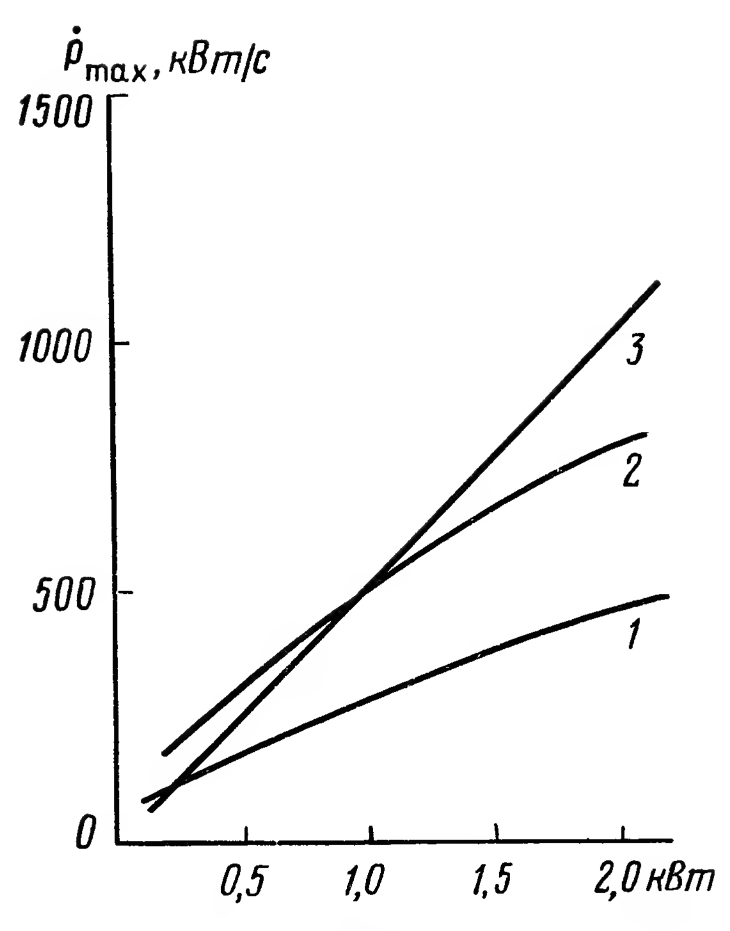


Рис. V.16. Графики зависимости $\dot{P}_{max}$ от P_{max} для исполнительных устройств с фрикционной (*1*), порошковой (*2*) и индукционной (*3*) муфтами; $B_{max} = 0{,}8$, Т, $\delta_д = 0{,}05$; $\delta_ц = 0{,}1$; $\rho = 6 \cdot 10^{-6}$; $k_d = 1{,}5$; $i = 1$; $\varkappa = 0{,}8$; $m = m_{тр} = 2$, $n_{о\ дв} = 200$ рад/с

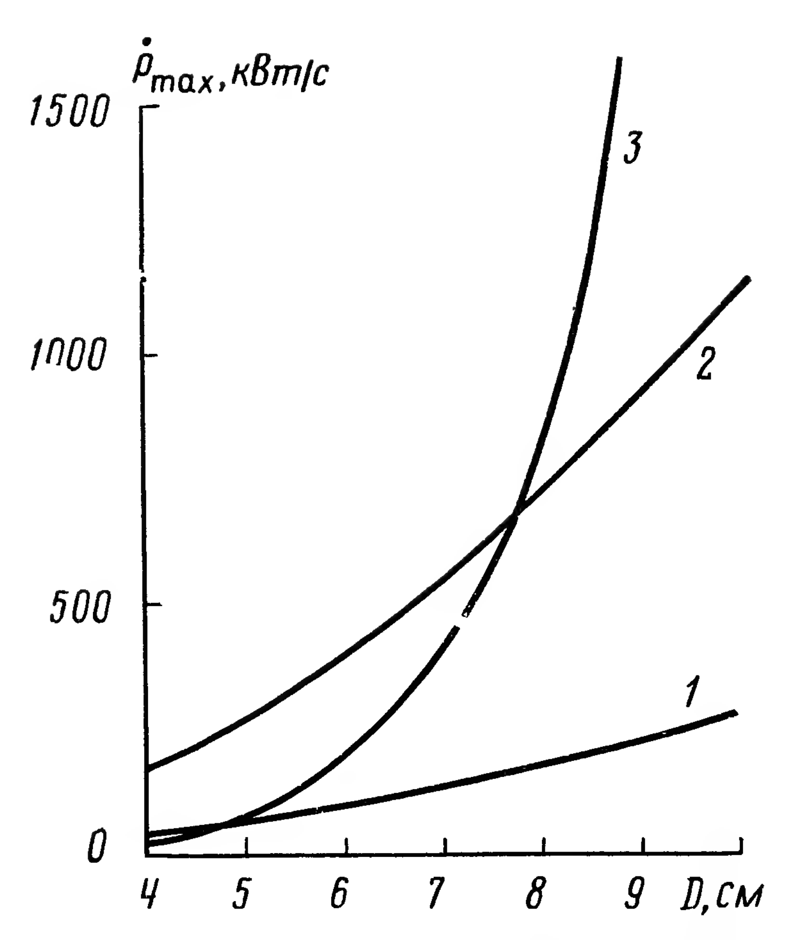


Рис. V.17. Графики зависимостей $\dot{P}_{max}$ от D для исполнительных устройств с фрикционной (*1*), порошковой (*2*) и индукционной (*3*) муфтами ($n_{о\ дв} = 1000$ 1/с для индукционной муфты)

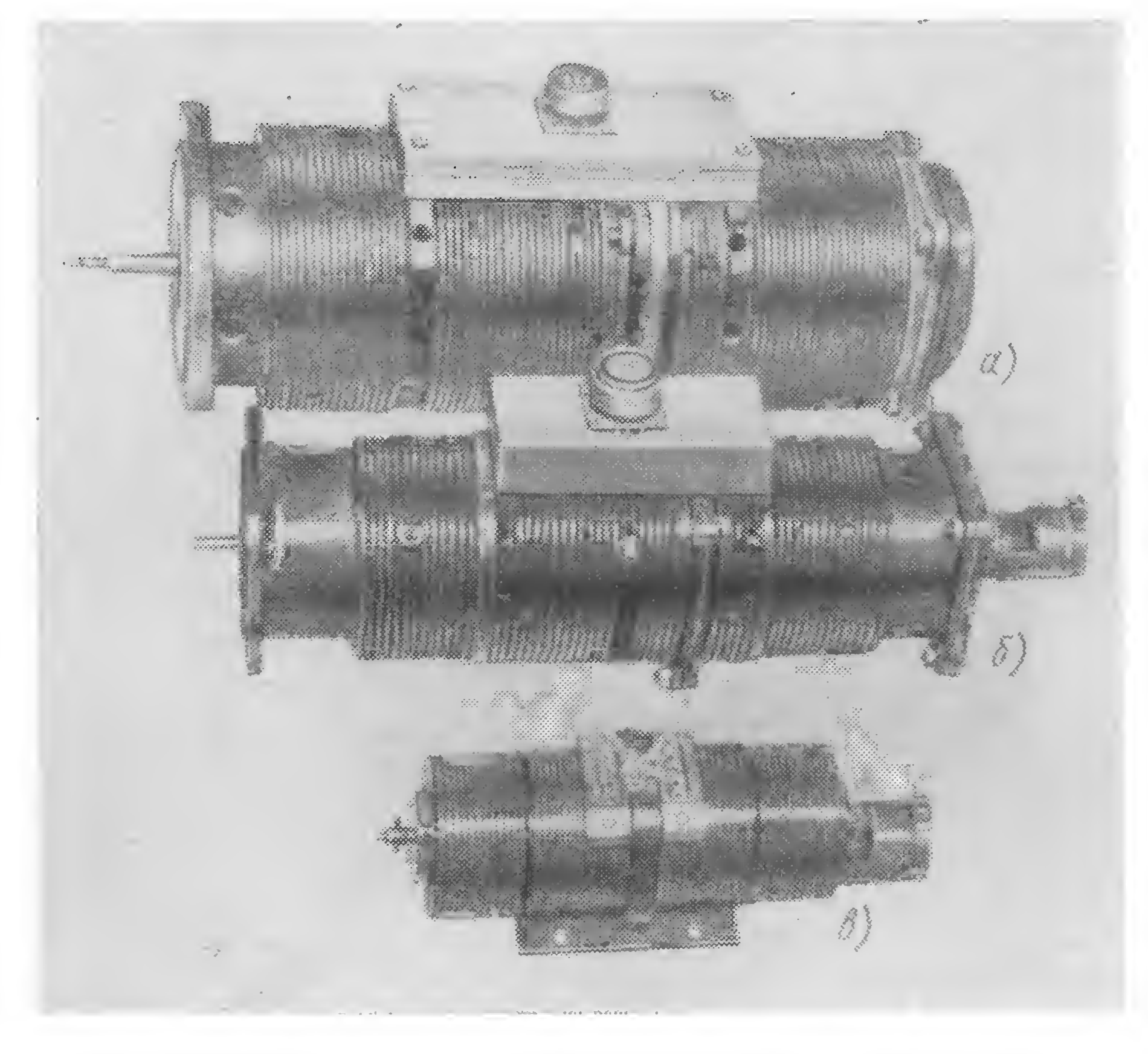


Рис. V.18. Внешний вид исполнительных устройств с быстродействующими индукционными муфтами

Максимальное ускорение $\dot{n}_{max}$ для исполнительных устройств средней мощности достигает 150 000 рад/с^2 и более, а соответственно $T_м$ — тысячных долей секунды.

Крутизна нарастания мощности $\dot{P}_{max}$ даже при сравнительно малых мощностях 0,2—0,5 кВт и $B_{max} = 0,7 \div 0,8$ Т равна нескольким сотням кВт/с, а при $P_{max} = 1,0 \div 2,0$ кВт может достигать 1000 кВт/с.

Для иллюстрации на рис. V.16 и V.17 показаны зависимости $\dot{P}_{max}$ от P_{max} и D *.

Из рис. V.16 видно, что при указанных условиях исполнительное устройство с порошковой муфтой имеет наибольшую крутизну мощности до $D < 7$ см, далее преимущество остается за исполнительным устройством с индукционной муфтой.

Коэффициент усиления по мощности получается наибольшим для исполнительных устройств с фрикционными муфтами ($K_м$ = 13 000), а обычно $K_м = 100 \div 500$.

К. п. д. исполнительного устройства с муфтами необходимо уточнять в каждом конкретном случае ($\eta = 0,5 \div 0,8$).

И, наконец, масса, приходящаяся на единицу мощности λ, составляет $15 \div 20$ кг/кВт при $P_{max} = 0,5 \div 2,0$ кВт и уменьшается с увеличением мощности. Для средних мощностей $\lambda = 10$ кг/кВт является предельным значением.

В качестве примера в табл. V.4 приведены параметры исполнительных устройств с быстродействующими индукционными муфтами и двумя асинхронными электродвигателями (рис. V.18).

Таблица V.4

Параметры	Максимальная мощность, кВт		
	0,08	0,4	1,0
Максимальный момент M_{max}, кг·см	2,5	15	45
Максимальная частота вращения n_{max}, об/мин	10 000	10 000	10 000
Максимальное ускорение $\dot{n}_{max}$, рад/с^2	30 000	30 000	28 000
Диаметр ротора D, мм	50	70	90
Толщина ротора δ, мм	0,5	0,6	0,8
Момент инерции ротора J, кг · см · с^2	$7 \cdot 10^{-5}$	$4 \cdot 10^{-4}$	$1,3 \cdot 10^{-3}$
Максимальная н. с. обмоток управления, ав	550	1 000	1 600
Масса G, кг	3	10	16
Мощность приводного электродвигателя, кВт	0,1	1,0	2,0
Максимальная частота вращения электродвигателя $n_{0\,дв}$, об/мин	12 000	12 000	12 000
Напряжение питания электродвигателя, В	208 трехфазное	208 трехфазное	208 трехфазное

* Зависимости $\dot{P}_{max}$ (P_{max}, D) для привода с серийными муфтами должны уточняться.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Воробьева Т. М.** Электромагнитные муфты. М.-Л , Госэнергоиздат, 160, 203 с.

2. **Клубникин П. Ф.** Электрические исполнительные элементы с электромагнитными муфтами. — В кн. «Основы автоматического регулирования». Т. II, ч. 1. Под ред. проф В. В. Солодовникова. М., Машгиз, 1958, с. 573—628.

3. **Клубникин П. Ф.** Быстродействующие индукционные муфты в системах автоматического регулирования. М., Машгиз, 1962, с. 216.

4. **Клубникин П. Ф.** Асинхронные индукционные муфты. Энциклопедия измерений контроля и автоматизации. Вып. 10. М., «Энергия», 1968, с. 37—40.

5. **Могилевский В. Г.** Электромагнитные поршневые муфты и тормоза. М.—Л., «Энергия», 1964, с. 104.

6. **Могилевский В. Г.** Электромагнитные поршневые муфты. Энциклопедия измерений контроля и автоматизации. Вып. 10. М., «Энергия», 1968, с. 41—44.

7. **Петухин Т. М.** Характеристики и расчет электромагнитных муфт с ферромагнитным наполнителем. — «Электричество», 1955, № 3.

8. **Позднеев А. Д., Розман Я. Б.** Электромагнитные муфты и тормоза с массивным якорем. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963, с. 103.

9. **Поляков В. С., Виленский Б. А.** О приближенном методе расчета момента в упругой муфте при приеме нагрузки от агрегата с электроприводом. Труды ЛПИ, Л. «Машиностроение», 1968, № 299, с. 227—230.

10. **Поляков В. С.** и др. Справочник по муфтам. Л., «Машиностроение», 1974, 530 с.

11. **Понкратьев Л. Д., Петров В. И., Полковников В. А., Широков В. П.** Импульсные и релейные приводы с электромагнитными муфтами. М., «Энергия», 1970, с. 119.

12. **Татур О. Н.** Электромагнитные фрикционные муфты. Энциклопедия контроля измерений и автоматизации. Вып. 10. М., «Энергия», 1969, с. 33—36.

13. **Татур О. Н.** Конструкции управляемых муфт за рубежом. М., ЦБТИ, 1963, 132 с.

14. **Щетинин Т. А.** Электропривод с индукционными муфтами и тормозами. М., «Машиностроение», 1971, 320 с.

ГЛАВА VI

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА С ШАГОВЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

Шаговые электродвигатели (ШД) с электронной схемой управления, называемые дискретным приводом [2], появились в 50-х годах. До этого шаговые электродвигатели применялись в исполнительных устройствах дистанционных передач с механическим (коллекторным) коммутатором [7].

Развитие электроники и полупроводниковой техники позволило создать малогабаритные и надежные схемы электронных коммутаторов для управления скоростью ШД. Это предопределило применение ШД в автоматическом приводе и системах управления.

1. ПРИНЦИП РАБОТЫ И ТИПЫ ШАГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Электрические шаговые двигатели подразделяются на две группы:

с кинематической связью между ротором и статором (храповые устройства);

с электромагнитной связью между ротором и статором (синхронные электродвигатели).

В настоящей работе рассматриваются исполнительные устройства с синхронными шаговыми электродвигателями. Машины с кинематической связью между ротором и статором имеют существенно меньшие быстродействие и срок службы. Шаговый электродвигатель совместно с коммутатором для управления следует отнести к системам частотного регулирования синхронного электродвигателя с возможностью изменения частоты до нуля.

Аналогом шагового электродвигателя является также обращенная машина постоянного тока с независимым вращением щеток коллектора. При этом в приводе с шаговым электродвигателем электронный коммутатор выполняет функцию коллектора с вращающимися щетками.

Шаговые (синхронные) электродвигатели могут обеспечить устойчивое регулирование скорости от нуля до максимальной. Шаговый электродвигатель отличается от обычного синхронного в основном формой тока в фазовых (управляющих) обмотках.

Конструктивно электродвигатель для получения высоких динамических показателей должен быть выполнен с малым значением момента инерции ротора и электромагнитных постоянных времени управляю-

щих (фазных) обмоток. В большинстве случаев электродвигатель выполняется с большим числом полюсов как при реактивном, так и при активном исполнении ротора. Современные быстродействующие ШД являются модифицированными синхронными электрическими машинами, обмотки которых возбуждаются несинусоидальными сигналами, — прямоугольными или ступенчатыми импульсами напряжения с изменяющейся в широких пределах частотой. Ступенчатому характеру напряжений в фазах ШД соответствует дискретное вращение электромагнитного поля в воздушном зазоре электродвигателя. Вследствие этого движение ротора слагается из последовательности элементарных угловых (или линейных) перемещений, совершаемых по апериодическому или колебательному закону.

Шаговые электродвигатели с электронным коммутатором осуществляют преобразование унитарного кода в угол поворота вала. Каждому импульсу управления соответствует поворот вала на фикстрованный угол — шаг электродвигателя, величина которого строго определена конструкцией ШД и способом переключения его обмоток. Скорость вращения и суммарный угол поворота вала пропорциональны соответственно частоте и числу импульсов управления.

В отличие от синхронных электродвигателей ШД рассчитаны на вхождение в синхронизм из состояния покоя без скольжения и торможение без выбега ротора. Благодаря этому они обеспечивают в рабочем диапазоне частот пуск, остановку и реверс без потери информации, т. е. без пропуска шагов. Наиболее легким для дискретного привода является режим плавного изменения частоты. В этом случае область частот, в которой привод устойчив, значительно расширяется. При изменении последовательности управляющих импульсов по произвольному закону ШД работает в режиме слежения, воспроизводя с точностью до одного шага сложное движение, заданное последовательностью импульсов.

При отсутствии сигнала на входе электронного коммутатора (частота командных импульсов равна нулю) ШД развивает фиксирующий момент, «запоминая» конечные координаты углового перемещения с точностью до долей шага. Таким образом, дискретный привод с ШД является синхронным следящим приводом, сочетающим в себе возможности глубокого частотного регулирования скорости вращения (до нуля) и числового задания перемещения.

На выходе ШД может устанавливаться усилитель момента, обычно представляющий собой автономную следящую систему [7]. В этом случае ШД выполняет функцию преобразования импульсного сигнала в угловое или линейное перемещение задающего элемента этой следящей системы (поворотного трансформатора, сельсина, золотника гидроусилителя и т. д.).

Привод с шаговыми электродвигателями можно подразделить на две группы:

привод с силовым ШД; динамические и статические характеристики системы в целом определяются ШД [11];

привод с шаговым серводвигателем, воздействующим на следящую систему (усилитель момента); динамические характеристики привода

определяются параметрами следящей системы, обладающей меньшим быстродействием, чем шаговый двигатель.

В промышленности нашли применение обе группы исполнительных устройств:

в электроприводе с дискретным перемещением регулирующего органа или элемента (привод стартстоповых лентопротяжных механизмов, затворы, дискретные перемещения командных аппаратов, строгальных станков и т. п.);

в электроприводе, где управляющий сигнал имеет дискретный характер, т. е. задается в виде последовательности импульсов (импульсные системы числового программного управления станками, синхронные импульсные валы, устройства с электронной кинематикой и т. д.).

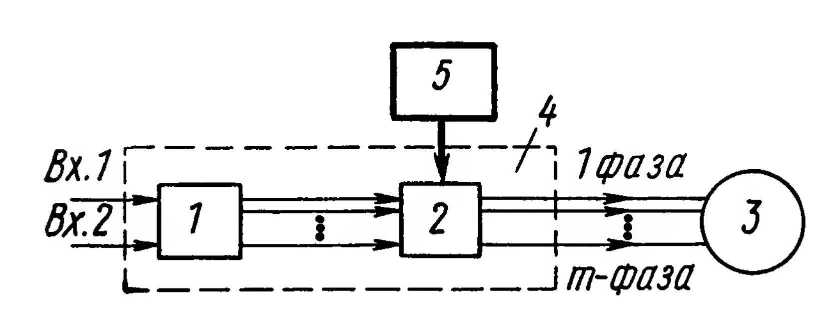


Рис. VI.1. Структурная схема дискретного привода:

1 — электронный коммутатор; *2* — силовые усилители; *3* — шаговый двигатель; *4* — устройство управления ШД; *5* — источник постоянного тока

Требуемые быстродействие, точность, устойчивость в заданной полосе частот и степень дискретности (величина шага квантовая) обеспечиваются выбором типа шагового привода.

Схема управления ШД состоит из электронного коммутатора, который имеет m выходных усилителей, равное числу фаз и силовых усилителей (рис. VI.1). Схемы электронных коммутаторов определяются числом управляемых обмоток ШД и обычно используют кольцевой реверсивный счетчик. Электронный коммутатор имеет два входа для обеспечения реверса ШД. Сигналы на вход коммутатора поступают от программирующего устройства.

Типы шаговых электродвигателей. По принципу действия серийные ШД можно подразделить на три типа: магнитоэлектрические, индукторные и реактивные.

М а г н и т о э л е к т р и ч е с к и е ШД имеют ротор, выполненный в виде постоянного магнита-звездочки литой или составной конструкции без полюсных наконечников. Многофазную обмотку размещают в полузакрытых пазах статора. При многополюсном исполнении числа пазов на один полюс и фазу $q = 1$. Для подавления гармонических составляющих синхронизирующего момента пазы статора выполняют со скосом, т. е. их направление не совпадает с образующей.

В магнитоэлектрических ШД с двухфазной обмоткой применяют разнополярную коммутацию. К обмоткам приложены соответствующие прямоугольные напряжения, сдвинутые на 90 эл. град. Основной принята четырехтактная коммутация с парным включением обмоток, которую символически запишем следующим образом: $w_{(+1),\,(+2)} \to w_{(+2),\,(-1)} \to w_{(-1),\,(-2)} \to w_{(-2),\,(+1)}$ и т. д.

Возможна четырехтактная коммутация с поочередным включением одной обмотки: $w_{(+1)} \to w_{(+2)} \to w_{(-1)} \to w_{(-2)}$ и т. д.

При этом вращающий момент на валу двигателя снижается в 2 раза.

Кроме того, применяется восьмитактная комбинированная система коммутации: $w_{(+1)} \rightarrow w_{(+1),\,(+2)} \rightarrow w_{(+2)} \rightarrow w_{(-1),\,(+2)} \rightarrow w_{(-1)} \rightarrow w_{(1-),\,(-2)}$ и т. д.

Эта коммутация позволяет вдвое уменьшить величину шага и вдвое увеличить частоту управляющих импульсов.

Четырехфазная обмотка является вариантом двухфазной. Обе фазы расщеплены. При подключении к электронному коммутатору фазы соединяются в четырехлучевую звезду с общей точкой. Применяется однополярная коммутация:

основная — четырехтактная парная ($w_{(+1);\,(+2)} \rightarrow w_{(+2);\,(+3)} \rightarrow w_{(+3);\,(+4)} \rightarrow w_{(+4);\,(+1)}$ и т. д.);

дополнительная — четырехтактная поочередная ($w_{(+1)} \rightarrow w_{(+2)} \rightarrow w_{(+3)} \rightarrow w_{(+4)}$ и т. д.);

дополнительная — восьмитактная комбинированная ($w_{(+1)} \rightarrow w_{(+1);\,(+2)} \rightarrow w_{(+2)} \rightarrow w_{(+2);\,(+3)} \rightarrow w_{(+3)} \rightarrow w_{(+3),(+4)} \rightarrow w_{(+4)} \rightarrow w_{(+4);\,(+1)}$ и т. д.)

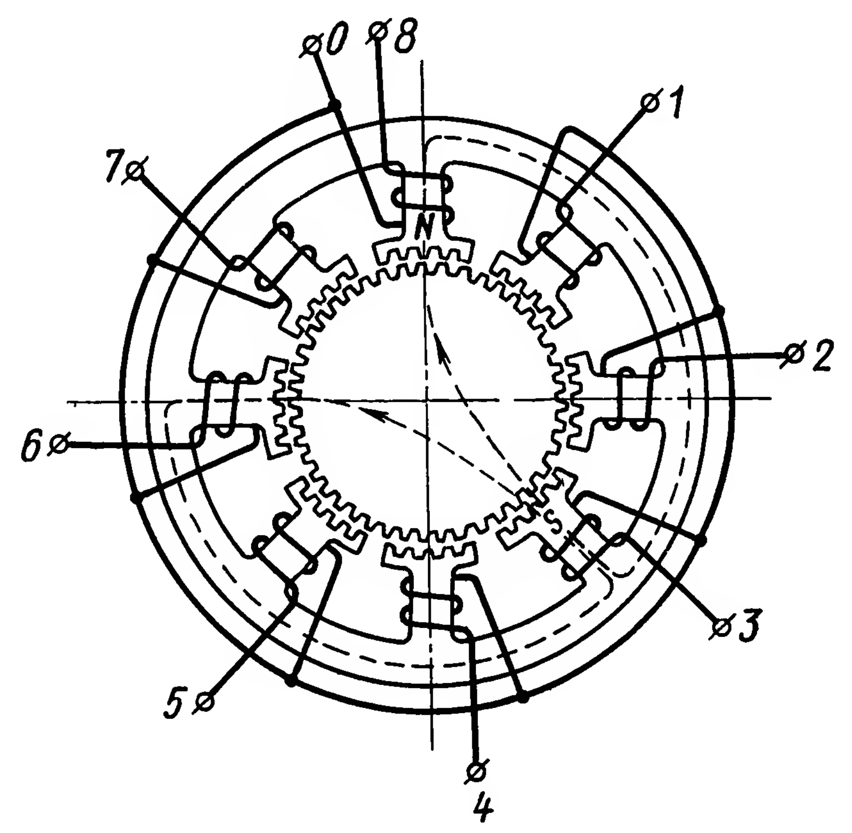


Рис. VI.2. Магнитная система четырехфазного индукторного однопакетного ШД

Магнитоэлектрические ШД с трехфазной обмоткой требуют шеститактной разнополярной коммутации:

при соединении обмоток в треугольник — $w_{(+1);\,(+2)} \rightarrow w_{(-2);\,(+3)} \rightarrow w_{(+3);\,(-1)} \rightarrow w_{(-1);(+2)} \rightarrow w_{(+2);\,(-3)}$ и т. д.

при соединении обмоток в звезду — $w_{(+1);\,(+2);\,(-3)} \rightarrow w_{(-1);\,(+2);\,(-3)} \rightarrow w_{(-1);\,(+2);\,(+3)}\ w_{(+1);(-2);\,(+3)}$ и т. д.

Трехфазные ШД допускают также комбинированную 12-тактную коммутацию.

Кроме того, магнитоэлектрические ШД могут иметь фиксирующий реактивный момент при обесточенных обмотках. Обычно этот момент составляет 10% от величины максимального статического синхронизирующего момента. Электродвигатели с внутренней магнитной фиксацией положения ротора обеспечивают сохранение информации в системе при отключении источника питания в периоды пауз между циклами работы. Магнитоэлектрические ШД изготовляются также с большим числом фаз.

Индукторные ШД имеют ферромагнитный зубчатый ротор из магнитомягкой электротехнической стали. Магнитная система ШД с подмагничиванием показана на рис. VI.2 ($q = 1$; $m = 8$; $a = 3$). Гребенчатые зубцовые зоны на полюсах статора предусматриваются для двигателей с малым шагом. Штриховыми линиями на рис. VI.2 показано магнитное силовое поле ШД.

Ротор четырехфазного индукторного ШД возбуждается со стороны статора постоянной составляющей тока в фазах. Возбуждение ротора может обеспечиваться также постоянными магнитами статора или отдельной обмоткой возбуждения, включенной на напряжение источ-

ника постоянного тока. При наличии отдельного контура возбуждения на статоре индукторные ШД выполняются двухфазными с разнополярной коммутацией.

Четырехфазная обмотка соединяется в звезду с общей точкой и размещается в пазах статора. Коммутация однополярная — такая же, как и для четырехфазных ШД с активным ротором. Возможна, кроме того, восьмитактная коммутация с одновременным возбуждением двух или трех обмоток: $w_{(+1);(+2)} \to w_{(+1);(+2);(+3)} \to w_{(+2);(+3),(+4)} \to w_{(+3);(+4)} \to$ $\to w_{(+3),(+4),(+1)} \to w_{(+4),(+1)} \to w_{(+4);(+1);(+2)}$ и т. д.

Эта система коммутации энергетически менее выгодна, но обеспечивает лучшее внутреннее демпфирование колебаний ротора.

Индукторные электродвигатели выполняются обычно с малой величиной шага.

Реактивные ШД по конструкции аналогичны индукторным, однако они не имеют возбуждения постоянной составляющей фазного тока со стороны статора от постоянных магнитов. Статор трехфазного реактивного ШД имеет шесть полюсных выступов с гребенчатыми зубцовыми зонами. Обмотка статора трехфазная, соединяется в звезду с выведенной общей точкой (каждая фаза может иметь также два независимых вывода).

Трехфазные реактивные ШД допускают как однополярную, так и разнополярную коммутацию. Используется однополярная шеститактная коммутация, являющаяся основной для этого типа ШД: $w_{(+1)} \to w_{(+1);(+2)} \to w_{(+2)} \to w_{(+2);(+3)} \to w_{(+3)} \to w_{(+3);(+1)}$ и т. д.

При увеличении числа полюсов ШД использование активной поверхности ротора ухудшается из-за увеличения межполюсных зон. Поэтому во всех типах ШД, наряду с основными конструкциями, применяются многопакетные или многостаторные, а также другие модификации. На рис. VI.3 приведена конструкция двухпакетного магнитоэлектрического ШД. Электродвигатель представляет собой двухпакетную машину с шестифазной распределенной обмоткой на каждом пакете (рис. VI.3, *б*). Пакеты *1* и *4* статора смещены друг относительно друга на 0,5 зубцового деления. Ротор *12* является активным с возбуждением от постоянных магнитов *11*. Применение постоянных магнитов из сплава с монокристаллической структурой и высокой магнитной энергией позволяет существенно улучшить динамическую добротность, снизить колебательность, уменьшить габаритные размеры ШД.

Для демпфирования колебаний на валу ротора предусмотрен инерционный демпфер сухого трения. Характеристики привода с рассматриваемым электродвигателем приведены в работе [8].

Двухпакетную конструкцию имеют также реактивные шестифазные электродвигатели малой мощности. Каждая фаза ШД может выполняться на отдельном пакете магнитопровода (рис. VI.4). Обмотки фаз выполняют тороидальными, такую конструкцию магнитопровода ШД применяют в основном в малых шаговых двигателях. Промышленное применение нашли ШД с дисковым ротором и торцовым расположением полюсов (рис. VI.5). Двигатели этой конструкции имеют мощность до 2,5 кВт и более.

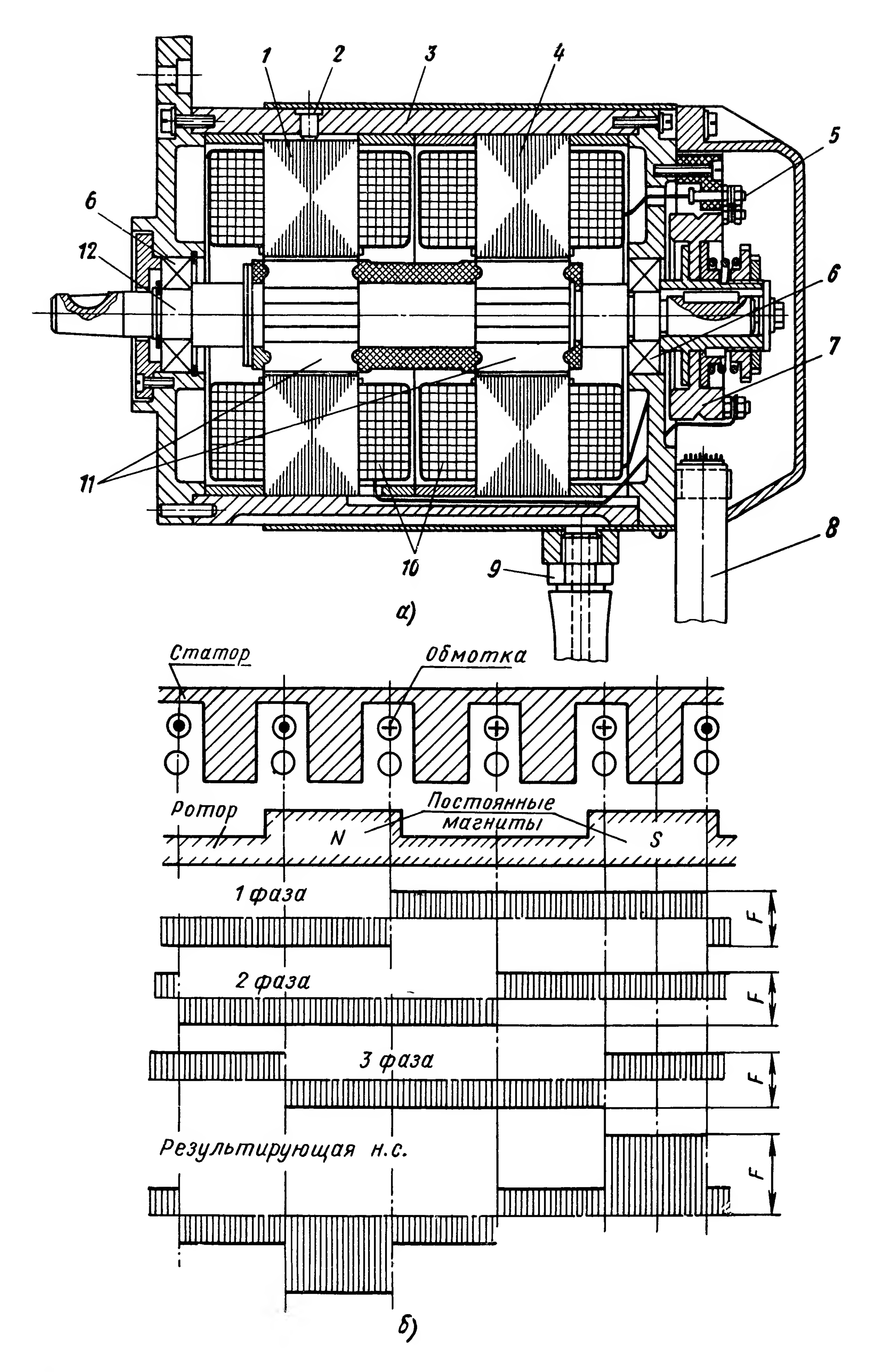


Рис. VI.3. Двухпакетный магнитоэлектрический шаговый двигатель:

а — конструкция; *1* — пакет первого статора; *2* — штифты для фиксации взаимного сдвига пакетов; *3* — корпус статора (диамагнитный); *4* — пакет второго статора; *5* — клеммная колодка; *6* — подшипники; *7* — инерционный демпфер; *8* — питающий кабель; *9* — штуцер для охлаждения; *10* — фазные обмотки; *11* — постоянные магниты; *12* — ротор; *б* — развернутая схема магнитной системы и эпюры н. с. трех фаз одного пакета статора; *F* — намагничивающая сила

Наряду с ШД вращающегося типа в отдельных исполнительных устройствах применяются линейные и плоскостные ШД.

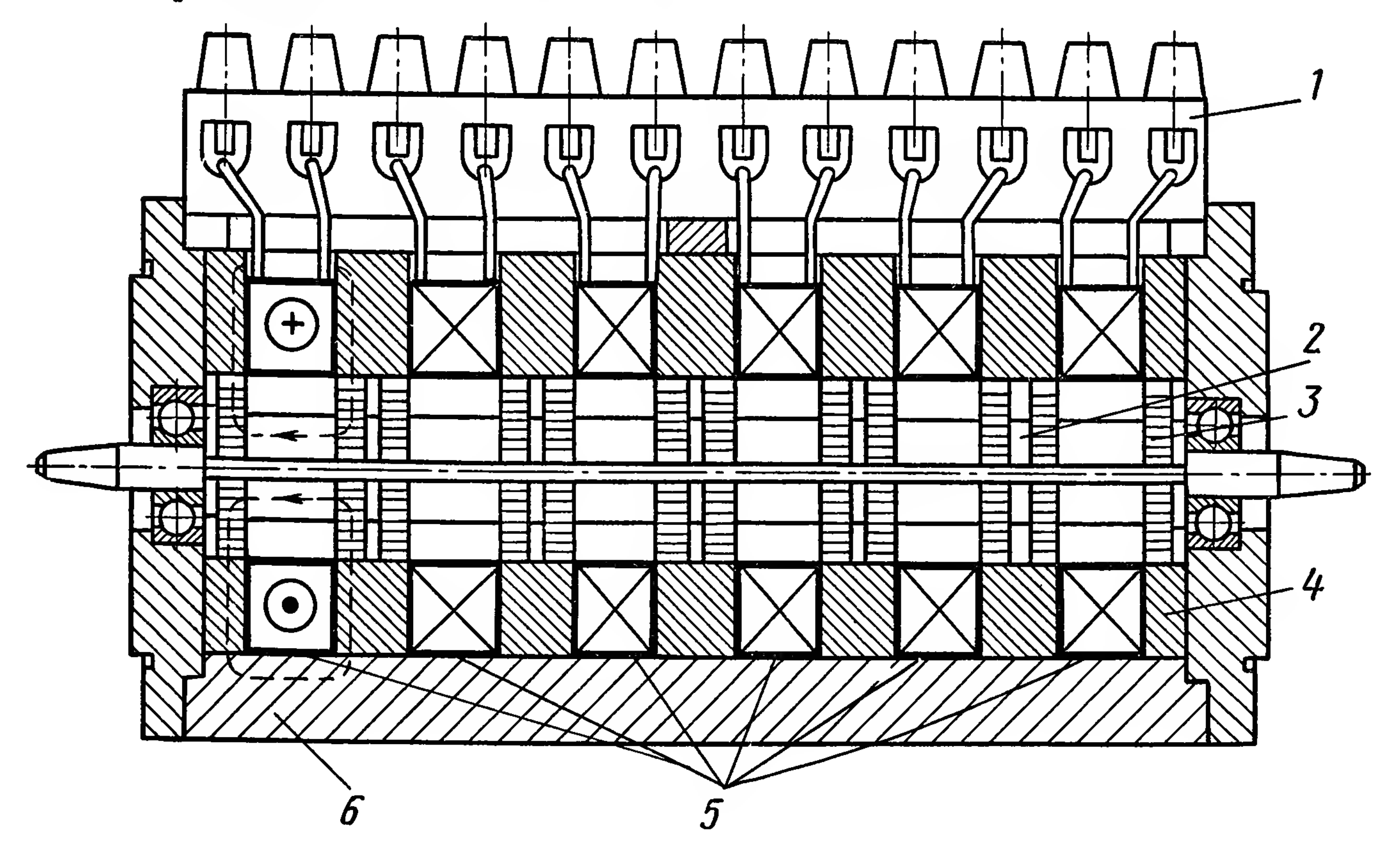


Рис. VI.4. Конструктивная схема шестифазного, шестипакетного ШД:

1 — клеммная колодка; *2* — диамагнитные втулки; *3* — зубцы ротора; *4* — диски полюсов с зубцами; *5* — тороидальные фазные обмотки; *6* — ферромагнитный корпус статора

Линейные ШД позволяют существенно упростить кинематическую цепь привода, устраняя необходимость в шариковых парах типа винт-гайка, а также в промежуточных передачах.

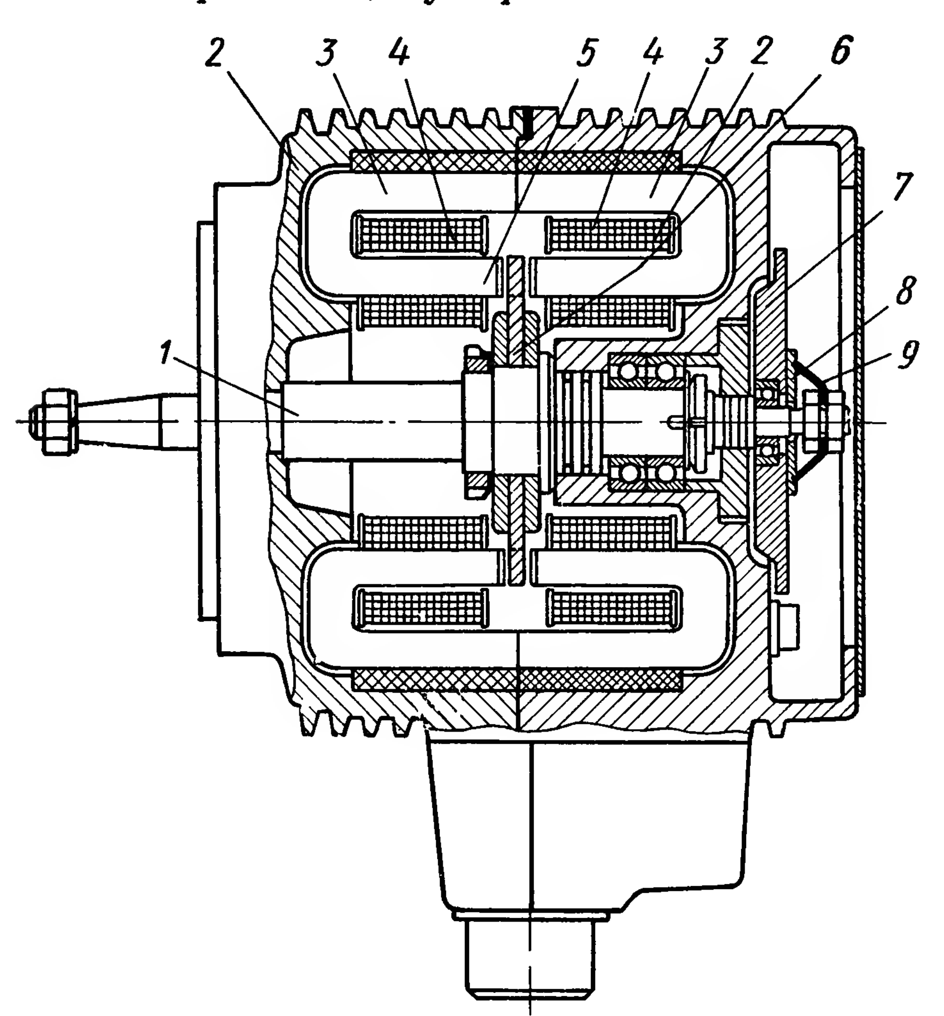


Рис. VI.5. Конструкция пятифазного ШД с дисковым ротором:

1 — вал ротора; *2* — корпус статора; *3* — магнитопровод фазы; *4* — обмотка фазы; *5* — зубцы полюсов статора; *6* — ротор; *7* — инерционный демпфер; *8* — фрикционный элемент демпфера; *9* — пружина демпфера

Принцип действия ШД с поступательным перемещением можно пояснить с помощью рис. VI.6. Двигатель имеет пять фаз, представляющих собой обособленные магнитные системы со сдвигом зубцов на $^1/_5$ полюсного деления.

Для управления применяется десятитактная коммутация; схема коммутации обмоток: 12—123—23—234— ...

$$w_{(+1);\ (+2)} \to w_{(+1);\ (+2);\ (+3)} \to$$
$$\to w_{(+2);\ (+3)} \to w_{(+2);\ (+3);\ (+4)} \text{ и т. д.}$$

Работу индукторного линейного ШД с постоянными магнитами можно пояснить с помощью рис. VI.7. Полуобмотки фазы, расположенные на соседних полюсных выступах, включены встречно. Полюса жестко связаны с постоянным магнитом. В исходном состоянии включена обмотка 1-й фазы. Магнитный поток полюсного выступа *a* направлен навстречу магнитному потоку,

постоянного магнита, а магнитный поток полюсного выступа *б* совпадает с ним. В результате суммарный магнитный поток под полюсным выступом *а* равен нулю. В полюсном выступе *б* магнитные потоки

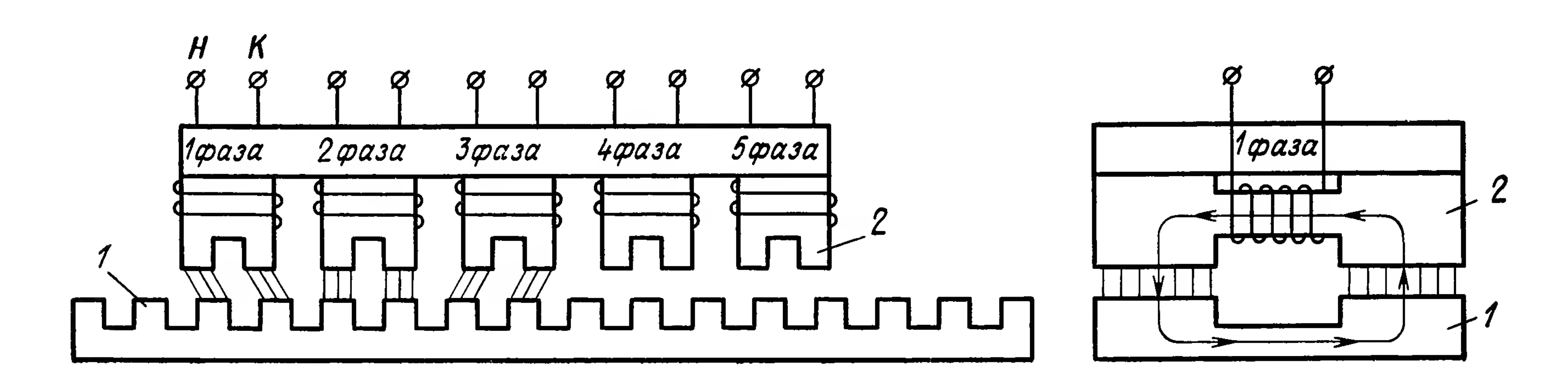


Рис. VI.6. Принцип действия линейного реактивного ШД:
1 — зубчатая ферромагнитная линейка; 2 — полюса статора

электромагнита и постоянного магнита суммируются; в полюсном выступе *в* и *г* магнитные потоки обусловлены только постоянным магнитом и их тяговые усилия взаимно уравновешиваются. Под действием магнитного потока подвижный элемент занимает

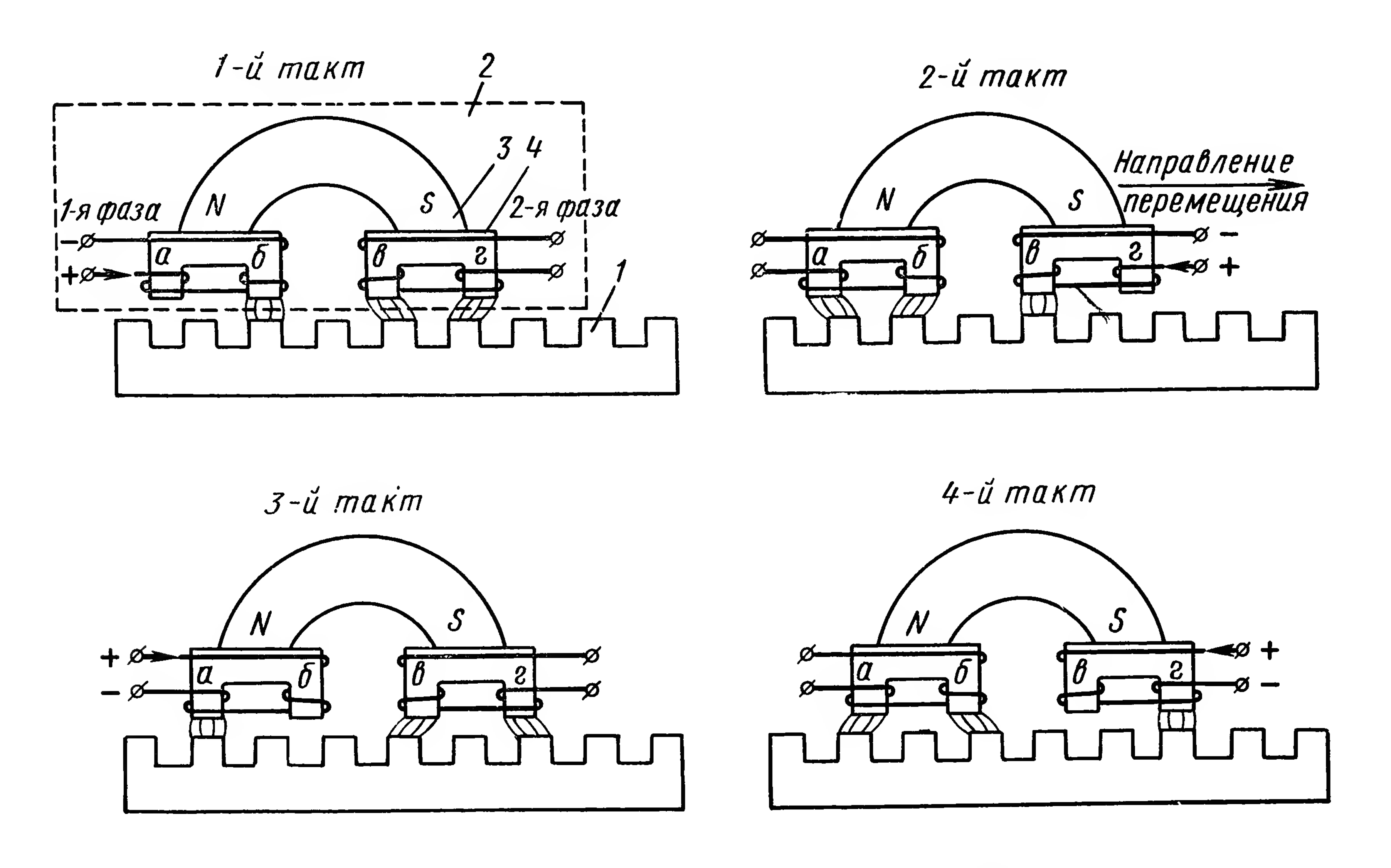


Рис. VI.7. Линейный ШД с постоянными магнитами.
1 — плита с зубцами-площадками; 2 — подвижная система; 3 — постоянный магнит; 4 — полюса

положение, соответствующее наибольшей магнитной проводимости зубцовой зоны (см. рис. VI.7, 1-й такт коммутации).

В следующем такте коммутации 1-я фаза обесточена, а 2-я фаза включена с полярностью, указанной на рис. VI.7 (2-й такт). Под

действием магнитного потока подвижный элемент перемещается на $^1/_4$ зубцового деления. На этом же рисунке показано положение подвижного элемента и распределение магнитных потоков в 3-м и 4-м тактах коммутации.

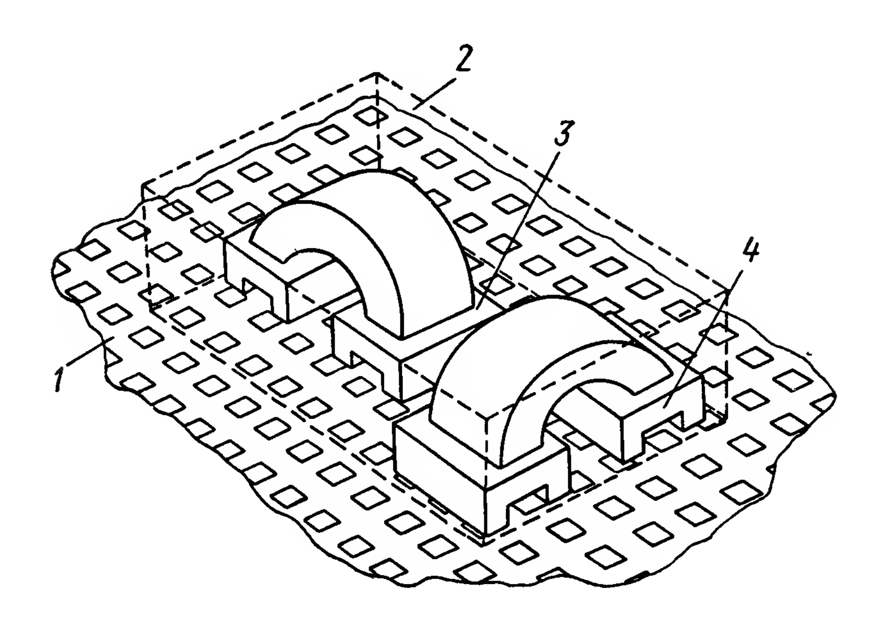


Рис. VI.8. Схема размещения подвижной системы плоского индукторного ШД:

1 — плита; *2* — подвижная система ШД; *3* — полюса продольного смещения; *4* — полюса поперечного смещения

Плоский ШД (рис. VI.8) позволяет осуществить перемещение по двум линейным координатам без кинематических связей. Двигатель состоит из плиты с зубцами-площадками. На плите установлена головка с двумя полюсными системами, оси которых взаимно перпендикулярны. Это позволяет реализовать перемещение в плоскости с шагом, определяемым зубцовым делением. Головка перемещается на воздушной подушке.

2. ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ, ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И РЕЖИМЫ РАБОТЫ ШД

Дискретный привод с ШД характеризуется рядом показателей.

Число тактов коммутации m_1 кратно или равно числу фаз m. Число тактов коммутации определяется способом включения фазных обмоток. Каждому переключению обмоток соответствует поворот оси результирующего поля машины на элементарный угол (шаг). Различают следующие разновидности коммутации: разнополярная или однополярная, симметричная или несимметричная.

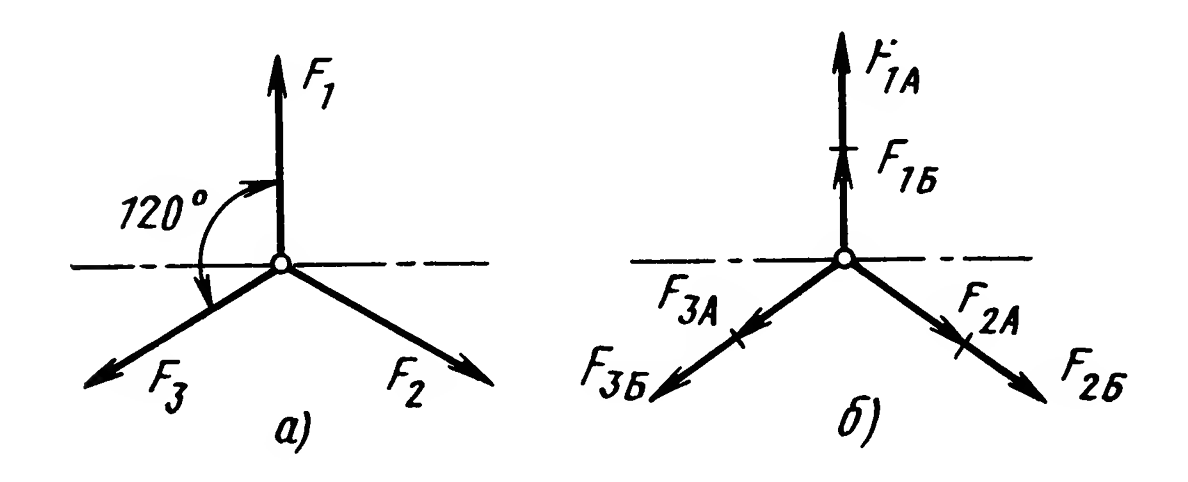


Рис. VI.9. Векторные диаграммы н. с. трехфазного ШД ($m = 3$) при однополярной коммутации:

а — векторы н. с. при несекционированных обмотках фаз; *б* — векторы н. с. при секционированных обмотках фаз (*А* и *Б*)

При симметричной коммутации четным и нечетным тактам соответствует одновременное возбуждение одинакового числа смежных обмоток, например $w_{(+1)} \to w_{(+2)} \to w_{(+3)} \to w_{(+4)}$ и т. д или $w_{(+1),\ (+2)} \to w_{(+2);\ (+3)} \to w_{(+3),\ (+4)} \to w_{(+4);\ (+1)}$ и т. д.; при несимметричной коммутации — одновременное возбуждение различного числа обмоток, например $w_{(+1)} \to w_{(+1),\ (+2)} \to w_{(+2)} \to w_{(+2),\ (+3)} \to w_{(+3)} \to w_{(+3);\ (+4)} \to w_{(+4);\ (+1)}$ и т. д.

При разнополярной коммутации одна и та же фазная обмотка включается с различным направлением тока, т. е. создает магнитный поток различной полярности.

При несимметричной коммутации вектор результирующей намагничивающей силы изменяется от такта к такту, что может вызывать изменение амплитуды синхронизирующего момента. В табл. VI.1 приведены величины коэффициента пульсации $k_п$ результирующей намагничивающей силы для электродвигателей с различным числом фаз и указана последовательность переключения обмоток. Разделение фазной обмотки на две секции (см. рис. VI.9 и табл. VI.2, индексы *А* и *Б*) с поочередным включением секций позволяет увеличить число тактов коммутации и уменьшить шаг. Аналогичный результат можно получить изменением тока фазы.

Таблица VI.1

m	m_1	K_n	Последовательность коммутации обмоток
3	6	1	$w_{(+1)} \to w_{(1);\ (2)} \to w_{(+2)} \to w_{(+2);\ (+3)} \to w_{(+3)} \to w_{(+3);\ (+1)}$
3	12	1,16	$w_{(+1);\ (А);\ (+1);\ (Б)} \to w_{(+1);\ (А);\ (+1);\ (Б);\ (+2);\ (А)} \to$ $\to w_{(+1);\ (А);\ (+1);\ (Б);\ (+2);\ (А);\ (+2);\ (Б)}$
4	8	1,41	$w_{(+1)} \to w_{(+1);\ (+2)} \to w_{(+2)} \to w_{(+2);\ (+3)} \to w_{(+3)} \to$ $\to w_{(+3);\ (+4)} \to w_{(+4)} \to w_{(+4);\ (+1)} \to w_{(+1)}$
4	16	1,41	$w_{(+1А);\ (+1Б)} \to w_{(+1А);\ (+1Б);\ (+2А)} \to$ $\to w_{(+1А);\ (+1Б);\ (+2А);\ (+2Б)} \to$ $\to w_{(+1Б);\ (+2А);\ (+2Б)}$
5	10	1	$w_{(+1);\ (+2)} \to w_{(+1);\ (+2);\ (+3)} \to w_{(+2);\ (+3)} \to$ $\to w_{(+2);\ (+3);\ (+4)} \to w_{(+3);\ (+4)} \to w_{(+3);\ (+4);\ (+5)}$
6	12	1,16	$w_{(+1);\ (+2)} \to w_{(+1);\ (+2);\ (+3)} \to w_{(+2);\ (+3)} \to$ $\to w_{(+2);\ (+3);\ (+4)} \to w_{(+3);\ (+4)} \to w_{(+3);\ (+4);\ (+5)}$
7	14	1,3	$w_{(+1);\ (+2);\ (+3)} \to w_{(+1);\ (+2);\ (+3);\ (+4)} \to w_{(+2);\ (+3);\ (+4)} \to$ $\to w_{(+2);\ (+3);\ (+4);\ (+5)}$
8	16	1,3	$w_{(+1);\ (+2);\ (+3)} \to w_{(+1);\ (+2);\ (+3);\ (+4)} \to w_{(+2);\ (+3);\ (+4)} \to$ $\to w_{(+2);\ (+3);\ (+4);\ (+5)}$

Ш а г н а и м п у л ь с в градусах связан с числом тактов коммутации следующим соотношением:

$$\alpha = \frac{360}{pm_1}, \qquad \text{(VI.1)}$$

где $p = z_r$ — число пар полюсов активного ротора или число зубцов z_r пассивного ротора.

Электрический шаг электродвигателя связан с механическим шагом обычным для электрических машин соотношением

$$\alpha_э = p\alpha = \frac{360}{m_1}. \qquad \text{(VI.2)}$$

Таблица VI 2

Число тактов	Векторные диаграммы		
	1-й такт	2-й такт	3-й такт
$m_1=3$	F_{12}	F_{23}	F_{31}
$m_1=6$	F_1	F_{12}, $\alpha_э=60°$	$2\alpha_э=120°$, F_2
$m_1=12$	$F_{1А1Б}$	$F_{1А1Б2А}$, $\alpha_э$	$F_{1А1Б2А2Б}$

Увеличивая число тактов коммутации, например с помощью ступенчатого изменения тока фазы от такта к такту, можно уменьшить шаг электродвигателя. Однако изменение магнитной проводимости воздушного зазора при повороте ротора отлично от синусоиды и поэтому возникает существенная ошибка в шаге.

Синхронизирующий момент и зоны устойчивости. Синхронизирующий момент индукторной и реактивной машины, возникающий при рассогласовании осей полюсов ротора и статора

$$M_{синхр}=50F^2\frac{d\lambda}{d\theta_2}\ \text{Н}\cdot\text{см}, \qquad (VI.3)$$

где F — намагничивающая сила, А;

λ — магнитная проводимость воздушного зазора, Вб/А;

θ_2 — геометрический угол рассогласования, рад.

Кривая синхронизирующего момента симметрична относительно начала координат. В большинстве случаев для определения момента электродвигателя эта кривая может быть в первом приближении аппроксимирована синусоидой.

Период кривой синхронизирующего момента равен двойному полюсному или одному зубцовому делению ротора. Нейтральное положение определяет точку устойчивого равновесия ненагруженного ротора. Координаты ближайших точек неустойчивого равновесия

равны ± 180 эл. град. В пределах указанной зоны ШД устойчив: ротор стремится занять положение устойчивого равновесия после снятия вынуждающего воздействия. Допустимый момент сопротивления нагрузки на валу ШД ($M_н$) всегда должен быть меньше опрокидывающего момента M_{max} (обычно $M_н/M_{max} \leqslant 0{,}5$). Статическая ошибка ограничена величиной угла рассогласования, определяемого опрокидывающим моментом. При симметричной кривой момента: $\Delta\theta_c < < \pm 90$ эл. град.

В процессе коммутации потенциалы коммутируемых обмоток управления изменяются мгновенно; токи в обмотках — с конечной скоростью. Запаздывание токов определяется величиной электромагнитной постоянной времени. Их временное запаздывание эквивалентно пространственному отставанию оси результирующей н. с. статора относительно дискретно перемещающегося распределения напряжений на обмотках. Ротор вследствие механической инерции отстает от оси результирующего поля в воздушном зазоре. Электромагнитное и механическое запаздывание в сумме определяют динамическую ошибку, которая независимо от вида и знака нагрузки может быть как положительной (отставание ротора), так и отрицательной (опережение ротора). Сложный характер динамической ошибки обусловлен колебаниями ротора, в процессе которых электрический угол рассогласования продольной оси ротора и оси вращающегося поля статора при обеспечении устойчивости, т. е. сохранении синхронизма, ограничен величиной ± 180 эл. град.

С учетом электромагнитного запаздывания токов относительно напряжений, которое при чисто индуктивном характере сопротивления обмоток (весьма высокая частота коммутации) равно 90 эл. град., предельная динамическая ошибка может достигать величины -90 эл. град $\leqslant \Delta\theta_д \leqslant +270$ эл. град.

Удобнее оперировать с относительными значениями угловой ошибки $\frac{\Delta\theta}{\alpha}$, измеренной в долях шага. С учетом соотношения (VI.2) предельные значения статической и динамической относительных угловых ошибок выражаются через число тактов коммутации:

$$\left.\begin{aligned} \frac{\Delta\theta_c}{\alpha} &< 0{,}25 m_1; \\ \frac{\Delta\theta_д}{\alpha} &\leqslant 0{,}75 m_1. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VI.4)}$$

Полученные выражения показывают, что динамическая ошибка в пределе может достигать трехкратной статической ошибки. Например, для двенадцатитактной коммутации ($m_1 = 12$), применяемой в высокочастотных ШД, предельные значения ошибок, при которых электродвигатель не выпадает из синхронизма, могут быть равны

$$\Delta\theta_c < 3\alpha \quad \text{и} \quad \Delta\theta_д \leqslant 9\alpha.$$

С о б с т в е н н а я ч а с т о т а к о л е б а н и й и р е з о н а н с н ы е я в л е н и я. Основные свойства ШД как колебательной системы с упругими электромагнитными связями и затуханием могут

быть выявлены при помощи упрощенных моделей — нагруженного маятника или линейного осциллятора с дискретно перемещающейся точкой подвеса. При малых возмущениях состояния устойчивого равновесия собственная круговая частота колебаний ротора

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{M_{\max}\, p}{J_{\text{р}} + J_{\text{н}}}} \text{ рад/с}, \qquad \text{(VI.5)}$$

где $J_{\text{р}}$, $J_{\text{н}}$ — моменты инерции ротора и нагрузки, приведенной к валу ШД.

Вследствие импульсного характера возбуждения обмоток и неравномерного вращения поля в воздушном зазоре ротор испытывает возмущения с частотой следования управляющих импульсов $f_{\text{у}}$. В полосе частот управления $f_{\text{у}} \approx 0{,}135\ \omega_0$ возникает электромеханический резонанс. Амплитуда колебаний ротора и динамическая ошибка резко возрастают. Если затухание в системе мало, динамическая ошибка может превысить допустимое по условиям устойчивости значение. Возникают сбои, ШД выходит из синхронизма и становится практически неуправляемым. Это проявляется обычно в останове ротора. Уменьшение амплитуды колебаний ротора достигается введением электрического и механического демпфирования.

Установившиеся режимы работы шагового привода сопровождаются свободными и вынужденными колебаниями ротора. В шаговом приводе, как и в любой нелинейной системе [1, 2], резонанс может возникнуть при выполнении следующего условия:

$$\omega_{\text{у}} = \frac{a}{b}\,\omega_0, \qquad \text{(VI.6)}$$

$\omega_{\text{у}}$ — частота внешнего управляющего воздействия;

a, b — целые, взаимно простые числа.

Наибольший интерес представляют следующие квазистатические режимы:

1. $a = b = 1$; $\omega_{\text{у}} = \omega_0$ — режим главного или обыкновенного резонанса. При проектировании шагового привода необходимо, чтобы частота главного резонанса не совпадала с собственной частотой колебаний перемещаемого механизма и периодическими колебаниями нагрузки привода. Анализ работы шагового привода в режиме главного резонанса достаточно хорошо изучен [2, 12];

2. $a = 1$; $\omega_{\text{у}} = \frac{\omega_0}{b}$ — резонанс на обертоне внешней частоты. При этой частоте управляющих импульсов могут возникнуть субгармонические колебания. Амплитуда субгармонических колебаний на обертоне внешней частоты обычно меньше колебаний на частоте главного резонанса;

3. $b = 1$; $\omega_{\text{у}} = a\omega_0$ — резонанс на обертоне собственной частоты. Этот резонанс называют также параметрическим резонансом. В шаговом приводе наблюдается усиление параметрического резонанса при $a = m_1$. Это обусловлено тем, что ошибки в угле поворота ротора носят периодический характер с периодом, равным числу шагов m_1.

Увеличение числа тактов коммутации приводит к уменьшению шага электродвигателя и амплитуды вибраций. Снижается также величина демпфирования, требуемого для сохранения устойчивости движения привода. Однако при этом надо иметь в виду, что возрастает частота параметрического резонанса ($\omega_у = m_1\omega_0$).

Рассмотренные резонансные режимы возникают при постоянном значении управляющей частоты. Практически может иметь место девиация управляющей частоты, возникающая, в частности, при преобразовании кодированной программы в последовательность импульсов (унитарный код). Девиация частоты, обусловленная аппаратурными причинами (схемой кодового преобразователя), как будет показано ниже, может носить периодический характер и также вызывать резонансные явления. Эти резонансы возникают при самых различных значениях несущей частоты и поэтому наиболее трудно определимы.

Наряду с вынужденными высокочастотными колебаниями, синхронное вращение ротора может сопровождаться низкочастотными автоколебаниями, которые в определенном диапазоне скоростей вращения характерны для любой синхронной машины при отличных от нуля значениях сопротивления обмоток статора. Эти колебания известны как явление самораскачивания синхронной машины. Частота автоколебаний близка к собственной и зависит от амплитуды колебаний.

П е р е х о д н ы е р е ж и м ы р а б о т ы. Неустановившиеся электромеханические процессы в приводе с ШД возникают при внезапных изменениях частоты управляющих импульсов, нагрузки на валу и напряжения питания. Основные переходные режимы ШД обусловлены изменением управляющей частоты.

П у с к и з с о с т о я н и я п о к о я. В исходном состоянии определенная группа обмоток находится под напряжением и обтекается постоянным током. Ротор фиксируется неподвижным полем статора. Частота команд, первоначально равная нулю, скачкообразно принимает значение $f_у$. Предельная частота управляющих импульсов (или перепад частот), при которой ротор ШД из состояния фиксации под током входит в синхронизм, называется частотой приемистости пуска и обозначается f_n.

Частота приемистости зависит от нагрузки на валу, формы кривой синхронизирующего момента, электромагнитных постоянных времени обмоток и формы импульсов напряжения. Наибольшая частота приемистости достигается в режиме холостого хода ШД при питании обмоток от источника тока (электромагнитные переходные процессы в обмотках несущественны). Если кривая синхронизирующего момента близка к синусоидальной, то при питании от источника тока частота приемистости холостого хода

$$f_п \approx \frac{m_1}{\pi}\omega_0, \text{ рад/с.} \quad \text{(VI.7)}$$

Круговую частоту собственных колебаний вычисляют по формуле (VI.5) при $J_н = 0$.

Угловая скорость вращения ротора ω_n, соответствующая частоте приемистости, называется скоростью приемистости, или предельной пусковой скоростью:

$$\omega_{\text{п}} = \alpha f_{\text{п}} \approx \frac{2}{p}\,\omega_0. \qquad \text{(VI.8)}$$

В первом приближении, как показывает соотношение (VI.8), предельная пусковая скорость не зависит от числа тактов коммутации, а частота приемистости f_n пропорциональна числу тактов.

Механизм пуска ненагруженного ШД с частотой приемистости можно представить следующим образом: в течение первых тактов коммутации ротор отстает от вращающегося поля (проскальзывает относительно поля) на величину, которая не превышает зоны динамической устойчивости. Когда динамическая ошибка достигает предельного значения, угловая скорость ротора сравнивается со скоростью вращающегося поля. Далее скорость ротора возрастает, так как ротор, оставаясь в пределах положительной полуволны синхронизирующего момента, продолжает ускоряться. Если система близка к консервативной, то пиковая мгновенная скорость ротора может почти вдвое превысить синхронную.

Формулы (VI.7) и (VI.8) дают несколько завышенные результаты.

Торможение при скачкообразном изменении частоты управления. В этом режиме частота, первоначально равная $f_{\text{у}}$, скачкообразно изменяется до нуля. Определенная группа обмоток, соответствующая последнему такту коммутации, остается под напряжением постоянного тока.

При торможении ШД без выбега ротора частота управления всегда выше соответствующей частоты приемистости. При остановке ротор совершает затухающие колебания относительно положения, заданного последним импульсом внешней команды. Мгновенная динамическая ошибка в случае равных условий при торможении меньше, чем при пуске.

С увеличением трения в системе частоты торможения (с переходного режима) и приемистости сравниваются и становятся равными при $\frac{M_{\text{н}}}{M_{\max}} \approx 0{,}2$ (питание от источника тока). Таким образом, условия получения максимальной частоты приемистости и максимальной частоты торможения в переходных режимах противоположны.

При управлении короткими сериями импульсов, когда переходный процесс пуска к моменту начала торможения не затухает, допустимые частоты торможения и приемистости снижаются. В этом случае при слабом демпфировании в системе мгновенная скорость ротора, как уже отмечалось, может заметно превосходить синхронную скорость поля, пропорциональную частоте управления. Если в этот момент коммутация обмоток внезапно прекращается и поле останавливается, ротор, имея избыточный запас кинетической энергии, может выйти за пределы зоны динамической устойчивости и оказывается в окрестности следующей точки устойчивого равновесия. Выбег ротора после полной остановки всегда кратен пространственному периоду кривой синхронизирующего момента, т. е. может быть равен одному, двум,

трем и т. д. двойным полюсным или зубцовым делениям ротора, или в долях шага $m\alpha$, $2m\alpha$, $3m\alpha$ и т. д.

При холостом ходе, малом внутреннем демпфировании и больших постоянных времени обмоток переходные процессы в приводе затухают чрезвычайно медленно. В этом случае понятие «длинной» серии импульсов определяется неравенством $N \geqslant 20\, m_1$.

Понятие «короткой» и «длинной» серии импульсов зависит от числа тактов коммутации m_1. Условия торможения и реверса оказываются наиболее тяжелыми, если число импульсов в «пачке»

$$N \leqslant 2m_1.$$

Это неравенство определяет собой «короткую» серию импульсов.

Реверс без потери информации при скачкообразном изменении управляющей частоты. Как и при торможении, следует различать реверс с установившегося режима вращения и реверс в переходных режимах работы, когда скорость ротора после выполнения предшествующей команды «пуск» или «реверс» не установилась.

Обычно предельная частота реверса составляет 0,4—0,8 f_n, а частота реверса в переходных режимах — (0,2—0,4) f_n.

С увеличением затухания и электромагнитных постоянных времени обмоток ШД граничные частоты реверса и приемистости сближаются и могут в некоторых случаях оказаться равными. В процессе реверса вращающееся поле и ротор на определенном интервале движутся навстречу друг другу. Кроме полной потери синхронизма, что достаточно просто регистрируется визуально, при реверсе может иметь место частичная (временная) потеря синхронизма: ротор, как и при торможении с выбегом, выходит из зоны динамической устойчивости и, попадая в окрестность новой точки устойчивого равновесия на кривой синхронизирующего момента, снова захватывается полем. Поскольку движение ротора и поля происходит навстречу, результирующая потеря информации может составить $\frac{1}{2}m_1\alpha$; $m_1\alpha$; $\frac{3}{2}m_1\alpha$ и т. д., т. е. величину, кратную одному пространственному полупериоду кривой синхронизирующего момента.

Если ШД управляется короткими сериями импульсов с частыми внезапными реверсами, т. е. команда имеет случайный характер, наибольшую надежность обеспечивают схемы стартстопного управления [2]. При этом динамическая ошибка минимальна, а отработка очередной группы шагов вперед или назад начинается с нулевых начальных условий по скорости и ускорению. Для такого режима частоты пуска и реверса равны $f_n = f_p$. Стартстопный режим основан на исключении перерегулирования путем кратковременного введения тормозного момента. Этот момент создается сигналом на реверс ШД с последующим восстановлением сигнала прежнего направления вращения (рис. VI.10). Стартстопный режим позволяет устранить колебания ротора во всем диапазоне низких частот управления, включая частоту главного резонанса. Естественно, что при введении стартстопного управления ча-

стота приемистости снижается. Вспомогательные импульсы торможения могут подаваться по предварительно установленной функции времени или автоматически в функции положения ротора относительно вращающего поля. В последнем случае на валу ШД устанавливают датчик. Стартстопное движение может формироваться также группой шагов. Анализ стартстопного движения и схемы для реализации его приведены в работе [2].

Предельная частота f_{max}. В ряде исполнительных механизмов (например, прессах, сверлильных станках, газорезательных и сварочных машинах) необходимо обеспечить установочные перемещения на ускоренном ходу. Для получения высокой скорости перемещения в этом режиме применяется разгон шагового привода до частоты,

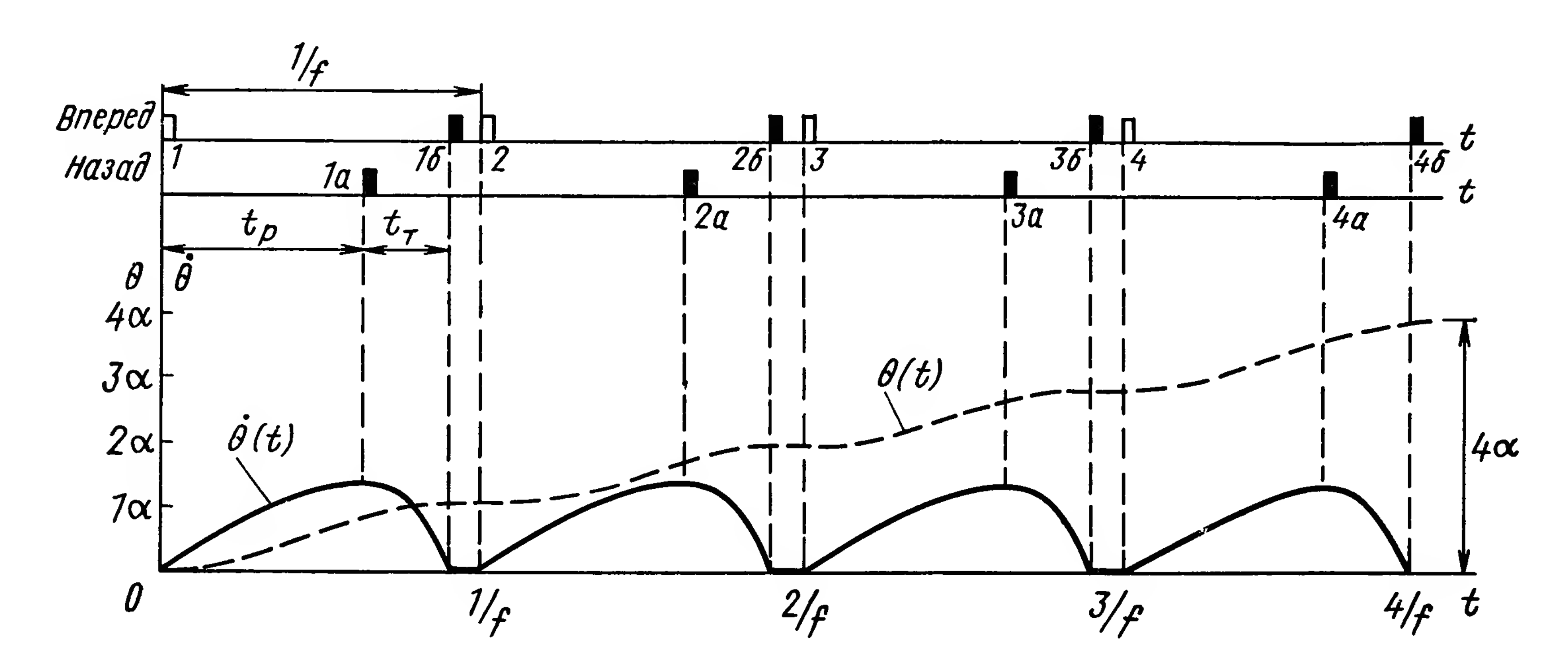


Рис. VI.10. Стартстопное движение ШД: $t_р$ — время разгона; $t_т$ — время торможения; *1, 2, ..., 4* — импульсы программы; *1а, 2а, ..., 3а* — вспомогательные импульсы переключения на реверс (торможение); *1б, 2б, ..., 3б* — вспомогательные импульсы восстановления поля

выше частоты приемистости с последующим плавным торможением по заранее заданной программе изменения управляющей частоты.

Границей режимов плавного изменения частоты команд является предельная механическая характеристика, дающая связь между частотой управления или скоростью вращения ротора, с одной стороны, и опрокидывающим синхронизирующим моментом на валу ШД, с другой стороны. Работать на самой границе по условиям устойчивости ШД не может. Поэтому нагрузочный момент должен быть выбран на 25—30% меньше момента по предельной механической характеристике. Отметим, что при плавном разгоне увеличение момента инерции расширяет диапазон частот. Для ускорения процесса выхода на максимальную частоту применяют двухдиапазонный разгон: частоту скачкообразно увеличивают от нуля до 0,8 $f_п$, а затем линейно до f_{max}.

В шаговом приводе с датчиком обратной связи на валу, получившим название локально-замкнутого привода, предельный темп пуска устанавливается автоматически [2, 13]. Однако введение датчика обратной связи существенно усложняет шаговый привод и лишает его основных преимуществ по сравнению со следящими системами.

3. УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ ШД

Устройство управления ШД — переключает ток в фазных обмотках в определенной последовательности в момент поступления управляющего импульса. Оно состоит из двух основных частей: электронного коммутатора и электронных усилителей мощности. Электронный коммутатор выполняет функцию управления силовыми усилителями, включенными в фазные обмотки, и обеспечивает заданную последовательность переключения обмоток без потери информации при вращении ШД в обоих направлениях. Кроме того, схема обеспечивает включение обмоток ШД на длительный интервал при остановке.

Электронные коммутаторы выполняют на основе кольцевого реверсивного счетчика и дешифратора. На рис. VI.11 а приведена в качестве примера схема 12-тактного коммутатора и диаграмма потенциалов (рис. VI.11 б) на выходах триггеров T_3, T_4 T_5 и т. д. Аналогично могут быть построены реверсивные коммутаторы на любое число тактов.

Для увеличения максимальной частоты управления, достижимой в процессе плавного разгона, а также электромагнитного момента ШД, необходимо сокращение длительности электромагнитных переходных процессов в обмотках управления. Кроме того, с ростом угловой скорости ротора ШД возрастает величина э. д. с. вращения, что приводит к уменьшению тока фазы и соответственно электромагнитного момента. Поэтому схема усилителя мощности высокочастотного ШД должна обеспечить поддержание его электромагнитного момента постоянным при изменении управляющей частоты. На величину электромагнитного момента оказывает влияние не только время нарастания, но и время спада тока в фазе. Затягивание тока в отключаемой фазе приводит к снижению момента и максимальной рабочей частоты. Поэтому, наряду с форсированием нарастания тока в момент открытия усилителя мощности, должно обеспечиваться резкое спадание тока (деформирование) при отключении обмотки.

Таким образом, усилитель мощности должен выполнять следующие функции: форсирование тока фазы при включении, поддержание тока при увеличении частоты и деформирование при отключении обмотки.

Схемы усилителей мощности с безрезисторным форсированием тока можно разделить на две группы: с импульсным форсированием, с автоматическим регулированием тока фазы.

Рассмотрим схемы усилителей мощности, применяемых для управления ШД [9]. Поскольку фазные обмотки ШД коммутируются в различные моменты времени, каждая обмотка имеет отдельный усилитель мощности.

Ф о р с и р о в а н и е т о к а с п о м о щ ь ю *RC*-ц е п о ч к и. Наиболее простым способом форсирования электромагнитных переходных процессов является включение резистора последовательно с обмоткой фазы ШД, с увеличением напряжения питания (рис.VI.12, *а*). Это приводит к уменьшению электромагнитной постоянной времени $T_{эл}$ цепи фазы при включении в $(1 + k_ф)$ раз, (где $k_ф = \frac{R_{доб}}{R}$ — коэффи-

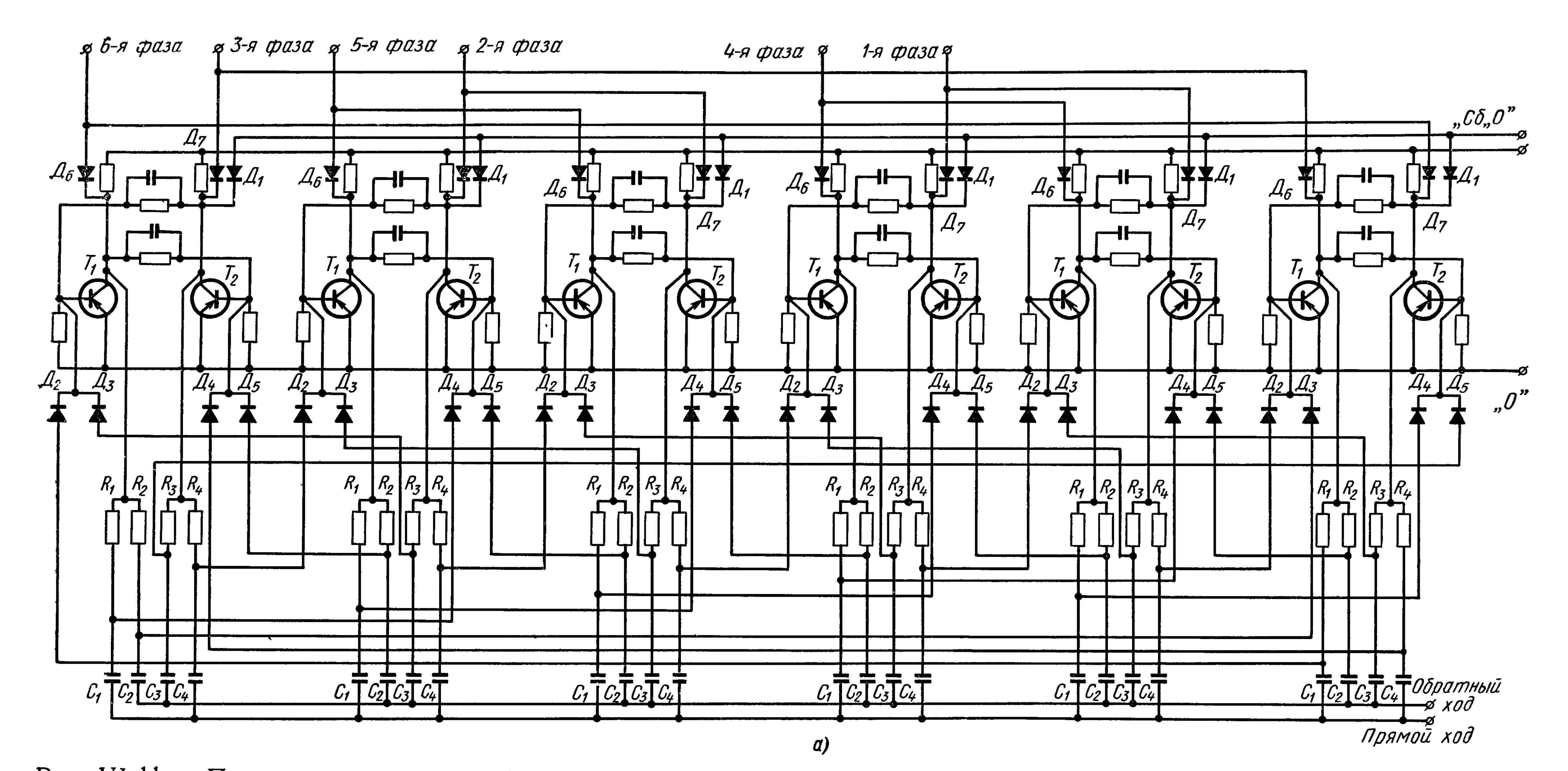


Рис VI.11 а. Принципиальная схема 12-тактного коммутатора для шестифазного ШД с последовательностью коммутации фаз 12—123—23—234:

T_1, T_2 — триоды триггеров кольцевого счетчика; R_1C_1 — R_4C_4 — цепочки запуска триггеров; $Д_1$ — диод в цепи сброса. $Д_2$ — $Д_5$ — диоды в цепи запуска; $Д_6$, $Д_7$ — диоды выходных цепей

циент форсирования). При этом потери мощности возрастают в $k_ф$ раз ($p_д = k_ф I_ф^2 R_{доб}$, где $I_ф$ — установившееся значение тока фазы).

Для уменьшения перенапряжения при отключении обмотки она шунтируется диодом (рис. VI.12, *а*). В табл. VI.3 приведено сравнение различных способов уменьшения перенапряжения на обмотке. Для устранения потерь энергии в разрядном резисторе применяют последовательное соединение разрядного резистора с диодом. Вместо разрядного резистора можно использовать варистор $R_н$. Применяется также стабилитрон $Д_1$, соединенный последовательно с диодом $Д_0$.

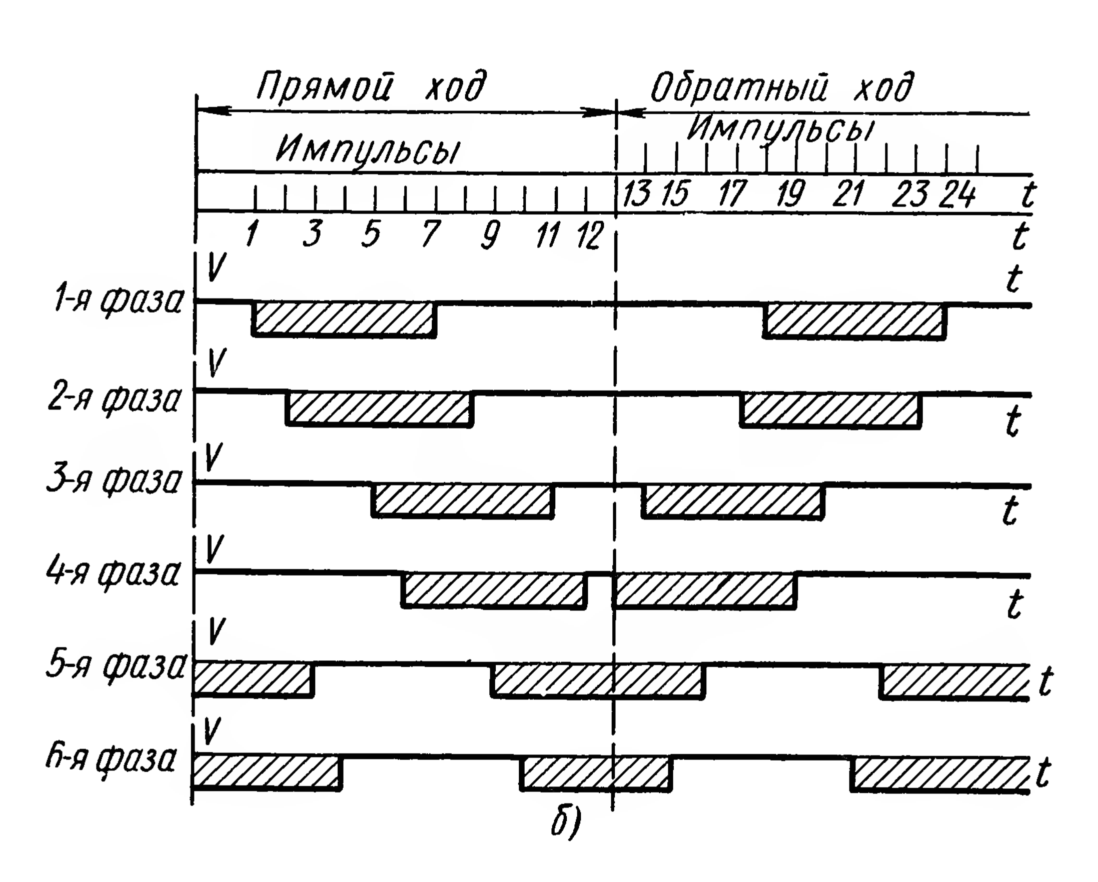


Рис. VI.11 б. Диаграмма потенциалов

Как следует из сравнения приведенных схем, минимальная длительность заднего фронта обеспечивается при шунтировании обмотки фазы ШД стабилитроном и диодом, либо, как будет показано ниже, при замыкании обмотки фазы на встречно действующую э. д. с. источника питания.

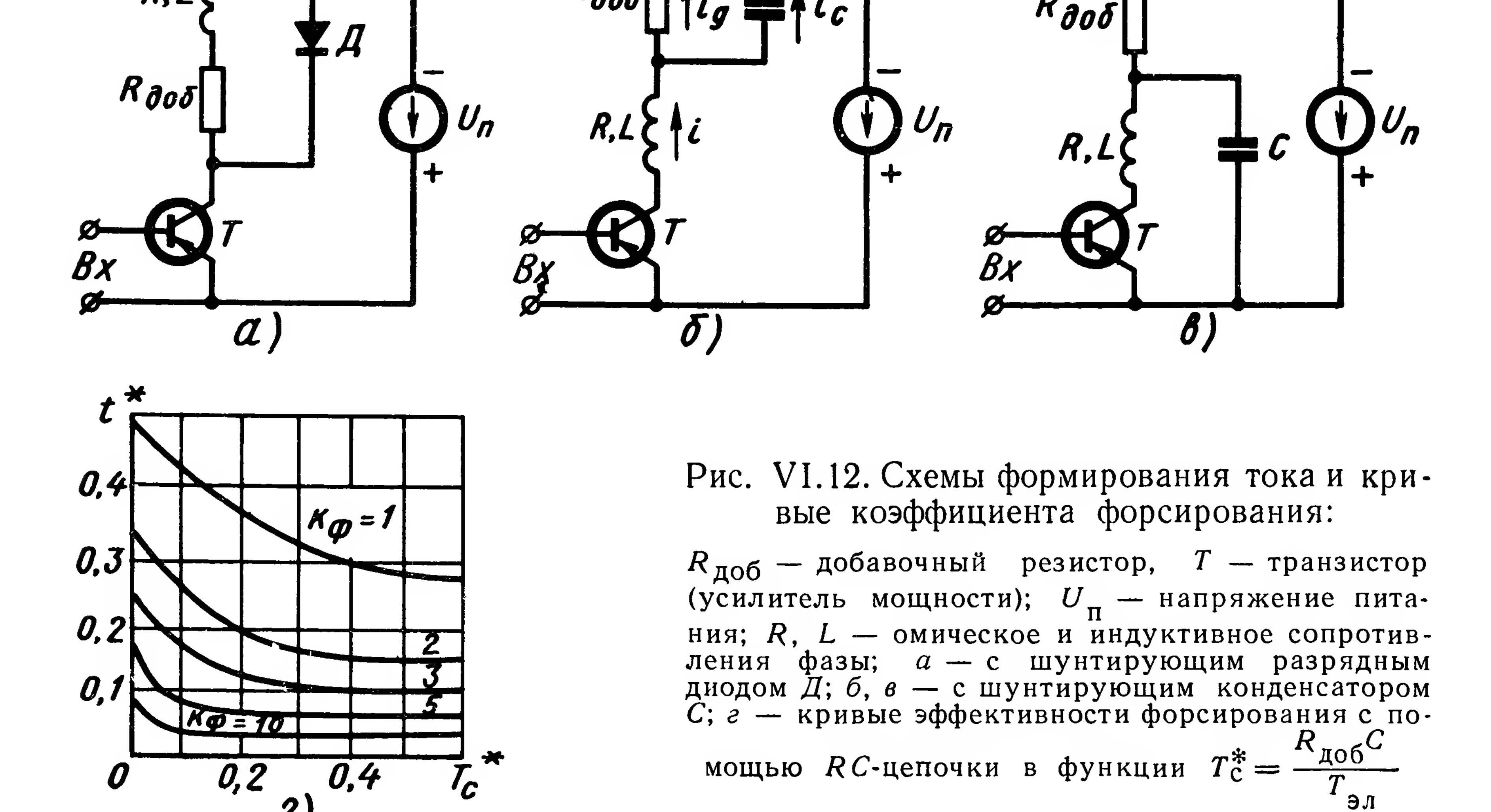


Рис. VI.12. Схемы формирования тока и кривые коэффициента форсирования:

$R_{доб}$ — добавочный резистор, T — транзистор (усилитель мощности); $U_п$ — напряжение питания; R, L — омическое и индуктивное сопротивления фазы; *а* — с шунтирующим разрядным диодом *Д*; *б*, *в* — с шунтирующим конденсатором *С*; *г* — кривые эффективности форсирования с помощью *RC*-цепочки в функции $T_c^* = \frac{R_{доб}C}{T_{эл}}$

В схеме с резисторной форсировкой уменьшение времени нарастания тока достигается подключением конденсатора *С* параллельно резистору $R_д$ (рис. VI.12, *б*) или параллельно обмотке и транзистору

Наименование параметров		Схемы уменьшения: диод	резистор	диод и резистор
Ток фазы I при отключении; Напряжение $U_{эк_0}$ при отключении; Напряжение на обмотке фазы U_S при отключении				
Время спада тока в обмотке фазы		$t_с \approx 3T_{эл}$	$t_с \approx 3T_{эл}\left(1+\frac{R_р}{R}\right)$	$t_с \approx 3T_{эл}\left(1+\frac{R_р}{R}\right)$
Напряжение $U_{эк_0}$ в момент отключения		$U_{эк_0}=U_п$	$U_{эк_0}=U_п\left(1+\frac{R_р}{R}\right)$	$U_{эк_0}=U_п\left(1+\frac{R_p}{P}\right)$
Напряжение на обмотке фазы в момент отключения		$U_{s_0}=0$	$U_{s_0}=-U_п\frac{R_р}{R}$	$U_{s_0}=-U_п\frac{R_р}{R}$
Реализуемые диапазоны	$t_с/T_{эл}$	3	0,5 ÷ 0,8	0,5 ÷ 1,5
	$U_{эк_0}/U_п$	1	6 ÷ 4	6 ÷ 2
	$U_{s_0}/U_п$	0	–5 ÷ –3	–5 ÷ –1

Примечание. У — усилитель, $R_р$ — сопротивление разрядного резистора, $R_н$— сопро- циент варистора, $Д_1$ — стабилитрон, $U_{эк}$ — максимальное напряжение между эмиттером и U_{s_0} — напряжение на обмотке фазы в момент отключения.

перенапряжения по обмотке ШД

перенапряжения при отключении обмотки			
варистор	диод и варистор	диод, стабилитрон и резистор	диод, стабилитрон
$t_c = \frac{T_{эл}}{1-\beta}\ln\left(1+\frac{U_п}{AI^{\beta}}\right)$	$t_c = \frac{T_{эл}}{1-\beta}\ln\left(1+\frac{U_п}{AI^{\beta}}\right)$	$t_c = \frac{T_{эл}}{1+\frac{R_р}{R}}\ln\left(1+\frac{1+\frac{R_р}{R}}{U_{ст}/U_п}\right)$	$t_c = T_{эл}\ln\left(1+\frac{U_п}{U_{ст}}\right)$
$U_{эк_0} = U_п\left(1+\frac{AI^{\beta}}{U_п}\right)$	$U_{эк_0} = U_п\left(1+\frac{AI^{\beta}}{U_п}\right)$	$U_{эк_0} = U_п\left(1+\frac{R_р}{R}+\frac{U_{ст}}{U_п}\right)$	$U_{эк_0} = U_п\left(1+\frac{U_{ст}}{U_п}\right)$
$U_{s_0} = -AI^{\beta}$	$U_{s_0} = -AI^{\beta}$	$U_{s_0} = -U_п\left(\frac{R_р}{R}+\frac{U_{ст}}{U_п}\right)$	$U_{s_0} = -U_{ст}$
0,25 ÷ 0,7	0,25 ÷ 1,4	0,2 ÷ 1,1	0,18 ÷ 1,1
6 ÷ 2,5	6 ÷ 1,5	6 ÷ 2	6 ÷ 1,5
–5 ÷ –1,5	–5 ÷ –0,5	–5 ÷ –1	–5 ÷ –0,5

тивление варистора, β – коэффициент нелинейности варистора, A – постоянный коэффи-
коллектором (в момент отключения), $U_{ст}$ – напряжение отпирания стабилитрона,

(рис. VI.12, *в*). В начальный момент пуска можно пренебречь э. д. с. вращения, тогда для схемы рис. VI.12, *б* получим систему уравнений

$$\left.\begin{aligned} U_{\text{п}} &= iR + L\frac{di}{dt} + i_{\text{д}}R_{\text{доб}};\\ i_{\text{д}}R_{\text{доб}} &= \frac{1}{C}\int i_{\text{с}}\,dt;\\ i &= i_{\text{д}} + i_{\text{с}}. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VI.9)}$$

Решая графоаналитически систему уравнений (VI.9), можно построить семейство зависимостей относительных величин для различных значений коэффициента форсирования [14]:

$$t^* = \frac{t_{\text{уст}}}{3T_{\text{эл}}},$$

где $t_{\text{уст}}$ — время, в течение которого ток в фазе в схеме с добавочным резистором (шунтированным конденсатором) достигает 0,95 установившегося значения.

Семейство кривых позволяет выбрать $k_{\text{ф}}$ и C с учетом требуемой степени форсирования переходного процесса нарастания тока в обмотке и допустимых потерь в добавочном резисторе.

Уменьшить время переходного процесса в обмотке фазы ШД можно путем включения конденсатора по схеме рис. VI.12, *в*. При таком включении к моменту открытия триода усилителя мощности конденсатор C будет заряжен до величины напряжения источника питания $U_{\text{п}}$. Дополнительное форсирование тока в обмотке фазы ШД происходит под действием напряжения на конденсаторе.

Импульсное форсирование тока. Импульсное форсирование заключается в подключении к обмотке фазы ШД источника форсирующего напряжения на время, необходимое для увеличения тока в обмотке фазы ШД от нуля до заданного значения. Затем форсирующее напряжение отключается от обмотки без разрыва цепи и подключается источник пониженного напряжения, поддерживающий ток в обмотке фазы ШД на заданном уровне. Для деформирования тока в момент отключения фазы ШД от источника номинального напряжения к ней подключается источник напряжения обратной полярности на время, необходимое для спада тока.

Форсирование переднего фронта импульса тока в обмотке фазы ШД может быть осуществлено по схеме с параллельным (рис. VI.13, *а*) и последовательным (рис. VI.13, *б*) включением источника форсирующего напряжения $U_{\text{ф}}$.

При подаче управляющего импульса в схеме на рис. VI.12, *а* по входам *1* и *2* одновременно открываются транзисторы T_1 и T_2. Так как $U_{\text{ф}} \gg U_{\text{п}}$ диод $Д_1$ заперт и ток в обмотке фазы ШД нарастает под действием напряжения $U_{\text{ф}}$. При достижении заданного значения тока транзистор T_2 запирается и ток по обмотке проходит от источника низкого напряжения.

В схеме на рис. VI.13, *б* при подаче управляющего импульса также одновременно открываются оба транзистора T_1 и T_2. Напряжение

$U_ф$ запирает диод $Д_1$; ток в обмотке фазы ШД нарастает под действием суммы напряжений ($U_п + U_ф$). Когда ток достигает номинального значения, транзистор T_2 закрывается и фазный ток, протекающий через диод $Д_1$, поддерживается за счет источника с напряжением $U_п$. В случае последовательного соединения источников величина форсирующего напряжения может быть уменьшена по сравнению со схемой параллельного включения. Для уменьшения вибраций

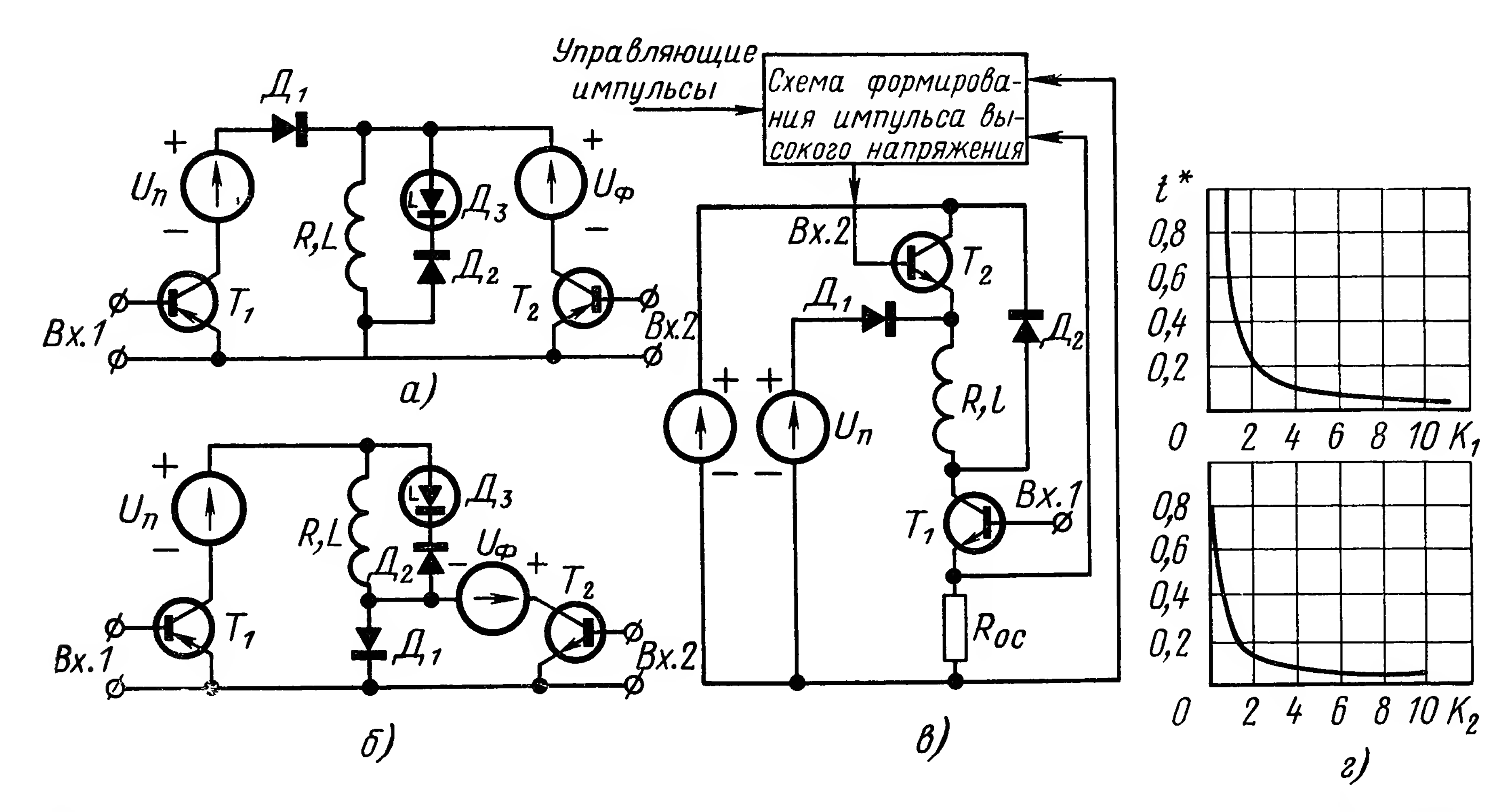


Рис. VI.13 Схемы с импульсным форсированием электромагнитных переходных процессов и кривые времени переходных процессов:

а — параллельное включение источника низкого ($U_п$) и форсирующего напряжения $U_ф$; *б* — последовательное включение источника низкого и форсирующего напряжения, *в* — схема деформирования с встречным включением напряжения $U_ф$; *г* — кривые эффективности форсирования t^* и деформирования $t^*_с$; $t^*_с$ — безразмерное время спада тока до величины 0,05 начального значения; $k_1 = \frac{U_ф}{U_п}$; $k_2 = \frac{U_{ст}}{U_п}$ (для схем рис VI.13, *а*, *б*); $k_2 = \frac{U_ф - U_п}{U_п}$ (для схемы рис VI.13, *в*)

ротора ШД длительность форсирующего импульса на низких частотах снижается.

В этих схемах для деформирования заднего фронта тока используется шунтирование обмотки фазы ШД последовательно соединенными диодом и стабилитроном (рис. VI.12, *а*). Максимальная величина напряжения при запирании транзистора T_1 будет $U_{1кэ} \approx U_п + U_{ст}$ (где $U_{ст}$ — напряжение стабилизации стабилитрона), а на транзисторе T_2 величина напряжения при запирании составляет $U_{2кэ} \approx \approx U_ф + U_{ст}$.

Схема рис. VI.13, *в* обеспечивает форсированное спадание тока в фазе (деформирование) без стабилитронов. При подаче управляющего импульса одновременно открываются транзисторы T_1 и T_2. Под действием высокого напряжения $U_ф$ диод запирается и ток в обмотке фазы ШД протекает от источника $U_ф$.

Деформирование заднего фронта импульса происходит под действием напряжения $U_ф - U_п$.

Для форсирования импульса высокого напряжения в эмиттерную цепь триода T_1 введено сопротивление обратной связи $R_{\text{ос}}$.

На рис. VI.13, *г* приведены кривые, характеризующие время нарастания и спада тока при коммутации обмотки фазы.

Схемы с импульсным форсированием тока имеют более высокий к. п. д. и меньшие габаритные размеры, чем схемы с *RC*-цепочками. Поэтому форсирование с резистором в цепи обмотки применяется лишь для ШД малой мощности.

Схемы усилителей мощности с автоматическим регулированием тока фазы. В шаговом приводе получили применение схемы с частотно-импульсным регулированием тока фазы. Источник пита-

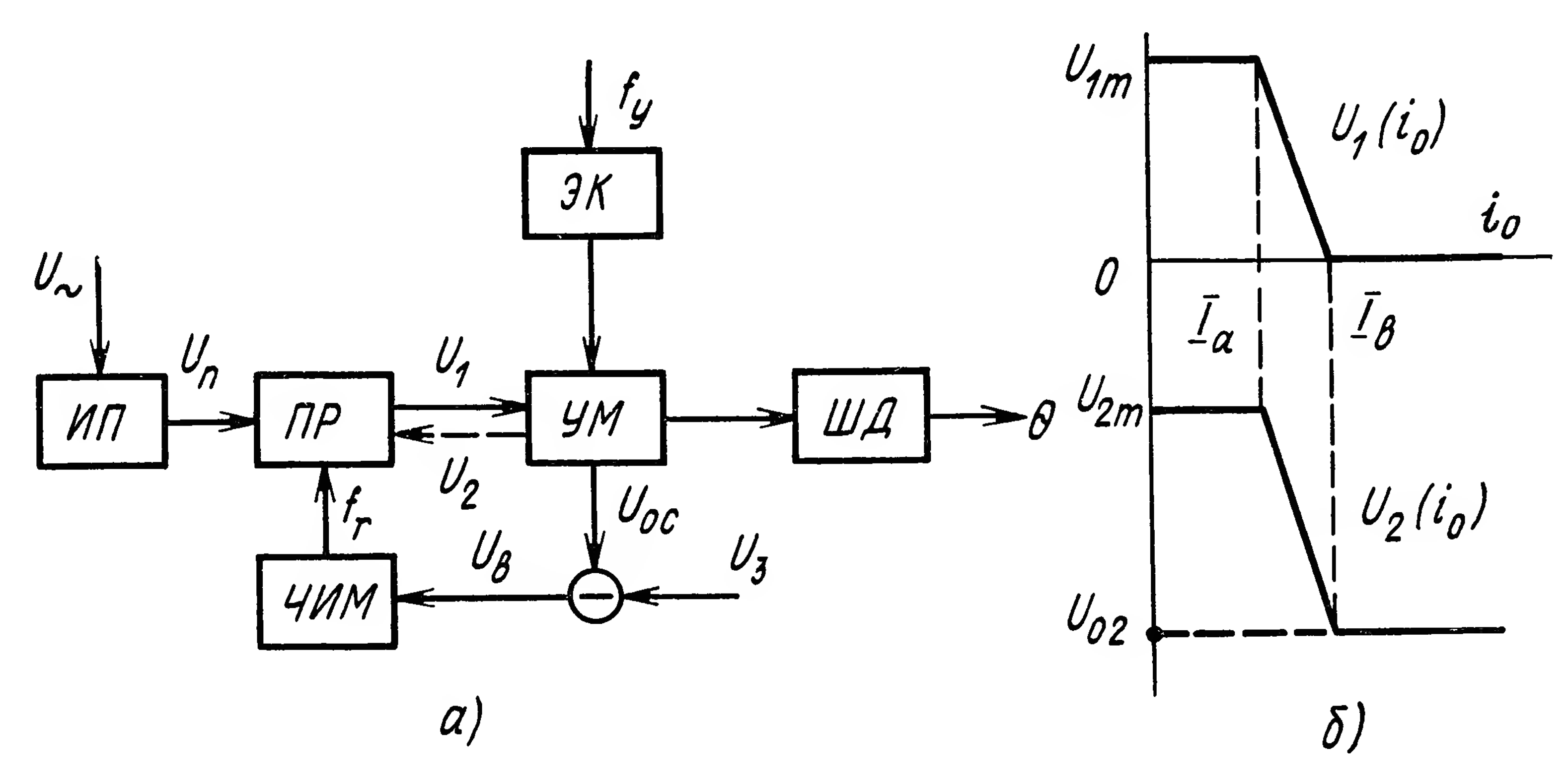


Рис. VI.14. Блок-схема и кривые напряжений источника питания с регулированием тока (*ЧИМ*):

а — *ЭК* — электронный коммутатор; *УМ* — усилитель мощности; *Р* — регулятор напряжения источника постоянного тока; $U_{\text{ос}}$ — напряжение обратной связи, $U_{\text{з}}$, $U_{\text{в}}$ — задающее и входное напряжения *ЧИМ* регулятора, $f_{\text{г}}$ — частота генератора; U_1, U_2 — средняя за период модуляции величина напряжения источника питания при включенной и отключенной фазе; *б* — зависимости среднего значения напряжения регулятора от тока i_0 в общем проводе *ШД* на включенной U_1 и отключенной фазе U_2 для различных величин задающего напряжения $U_{\text{з}}$; $I_{\text{а}}$ и $I_{\text{в}}$ — начальное и конечное значения i_0.

ния этого типа по своим характеристикам наиболее приближается к идеальному источнику тока. Результаты, полученные с частотно-импульсным регулированием тока, являются в значительной мере общими для данного класса приводов.

Блок-схема регулируемого источника питания показана на рис. VI.14, *а*. Напряжение источника постоянного тока $U_{\text{п}}$ выбирается из условия форсирования нарастания фазного тока ШД, установившееся значение которого определяется параметрами регулятора напряжения. Обратная связь по току обеспечивает его постоянство с установленным статизмом в расчетном диапазоне изменения частоты управления. Среднее значение напряжения источника питания U_1 функционально зависит от величины регулируемого тока i_0 (рис. VI.14, *б*).

Блок управления состоит из источника питания *ИП*, преобразователя *ИР* постоянного напряжения в импульсное, усилителей мощ-

ности *УМ*, коммутатора *ЭК*, импульсного модулятора *ЧИМ*. Источник питания *ИП* преобразует трехфазную систему напряжений в постоянное с последующим сглаживанием пульсаций. Преобразователь *ПР* постоянного напряжения в импульсное представляет собой транзисторный или тиристорный усилитель мощности с питанием от сети постоянного тока. Входное напряжение импульсного модулятора *ЧИМ* может преобразоваться в частоту коммутации преобразователя *ПР* (*ЧИМ*), либо задавать скважность импульсов напряжения на выходе преобразователя *ПР* (ШИМ).

Входное напряжение импульсного модулятора определяется разностью задающего напряжения и напряжения обратной связи по току. Если число одновременно включенных фаз в каждом такте коммутации постоянно, то поддержание тока в общем проводе эквивалентно управлению током в фазе.

При изменяющемся (от такта к такту) числе одновременно включенных фаз для увеличения среднего значения момента ШД обеспечивают поддержание тока в фазе. Это достигается изменением от такта к такту уставки задающего напряжения. При этом также осуществляется «дробление» шага за счет ступенчатого регулирования намагничивающей силы фазы.

Транзисторная схема с импульсным регулятором напряжения в фазе приведена на рис. VI.15.

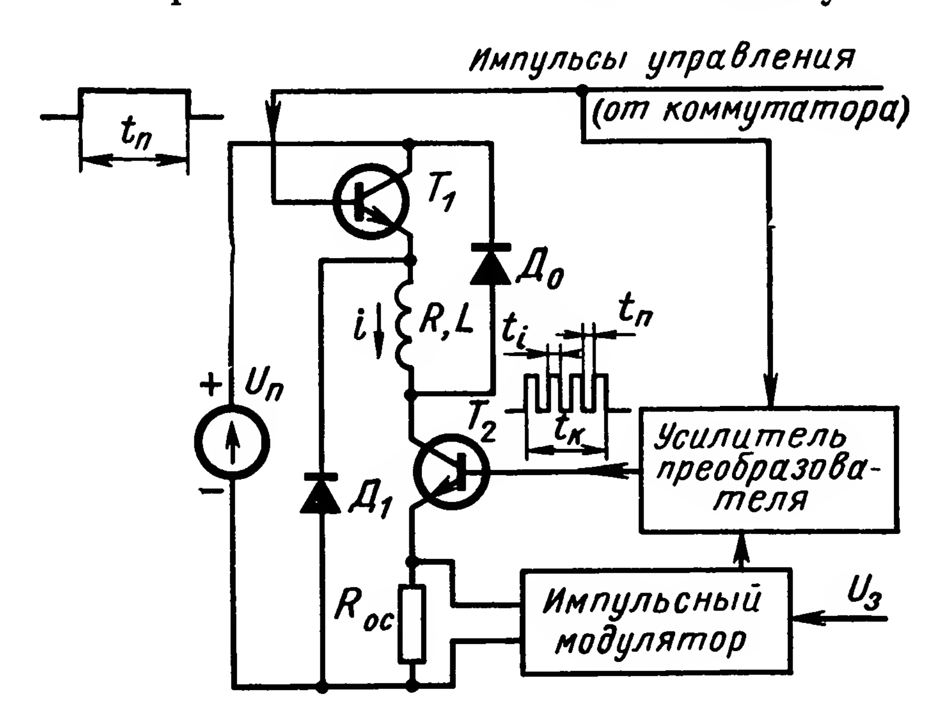


Рис. VI.15. Транзисторная схема с регулятором тока фазы (*ЧИМ*):

T_1 — усилитель мощности (основной); T_2 — усилитель мощности (модулирующий); $R_{ос}$ — сопротивление обратной связи; $U_з$ — задающее напряжение

Импульсы коммутатора управляют фазным усилителем мощности, который открыт в течение времени такта коммутации $t_к$, задаваемого электронным коммутатором. Входное напряжение импульсного модулятора, равное разности задающего напряжения $U_з$ и напряжения обратной связи по току $iR_{ос}$, преобразовывается в частоту коммутации преобразователя.

При открытых триодах T_1 и T_2 к обмоткам фазы ШД приложено высокое напряжение источника питания $U_п$. Обмотка включена в течение времени t_i, а на интервале $t_п$ обмотка шунтирована диодом $Д_0$ (триод T_2 закрыт).

При отключении триодов T_1 и T_2 (конец такта коммутации) напряжение источника питания и э. д с. самоиндукции включены встречно. Этим достигается крутой задний фронт тока в обмотке ШД.

Принципиальная схема блока управления с тиристорным регулятором в общем проводе и тиристорными усилителями мощности приведена на рис. VI.16, *а*. Выпрямитель источника питания собран по трехфазной схеме с нулевой точкой (диоды $Д_1$ — $Д_3$). Для сглаживания пульсаций предусмотрен конденсатор $C_ф$. Частотно-импульсный

регулятор напряжения состоит из тиристора — управляемого диода $УД_0$, коммутирующего контура L_0C_0, диода $Д_4$ и шунтирующего диода $Д_ш$. Конденсатор C_1, диод $Д_5$ и резистор R_1 служат для защиты тиристора $УД_0$.

На рис. VI.16, *а* коммутация обмоток ШД осуществляется фазными усилителями мощности, выполненными по схеме симметричного триг-

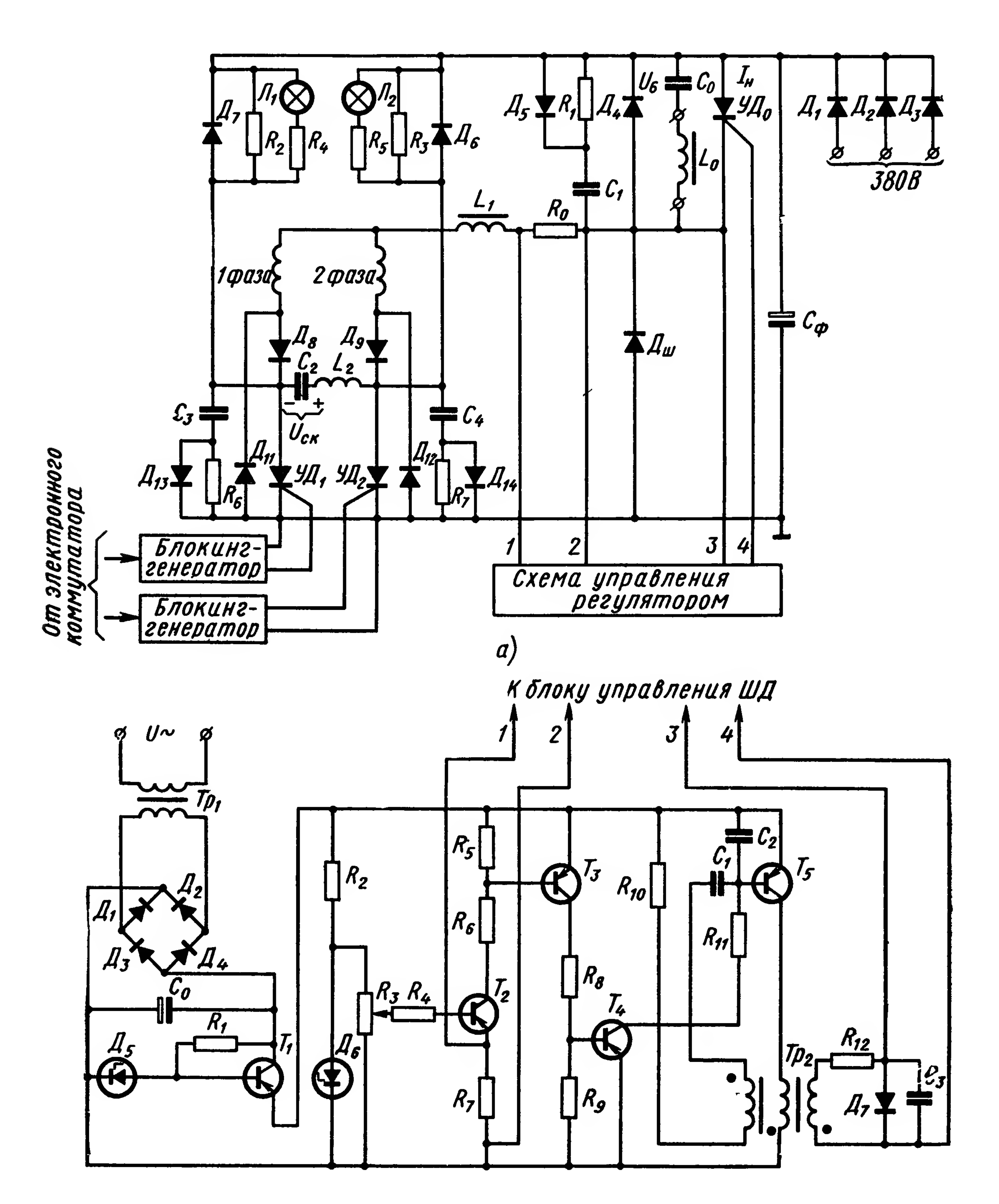


Рис. VI.16. Схема с тиристорным регулятором тока в общем проводе:

а — силовая часть (условно показана для двух фаз); *б* — схема управления регулятором

гера на тиристорах. Коммутация тиристоров обеспечивается колебательным контуром C_2L_2, который исключает влияние нагрузки на перезаряд конденсатора C_2. Предположим, что в исходном состоянии тиристор $УД_1$ открыт и конденсатор C_2 заряжен до напряжения $U_п$ источника питания (полярность указана на схеме). Включение тиристора $УД_2$ вызывает перезаряд конденсатора C_2. Процесс перезаряда

носит колебательный характер и, если пренебречь активным сопротивлением коммутирующего контура, определяется выражением

$$U_c = U \cos \nu_0 t,$$

где $\nu_0 = \frac{1}{\sqrt{C_2 L_2}}$,

а ток в коммутирующем контуре

$$i_к = I_{к\,max} \sin \nu_0 t.$$

Частотно-импульсный регулятор напряжения управляется блокинг-генератором с регулируемой частотой, который собран по схеме на рис. VI.16, *б*.

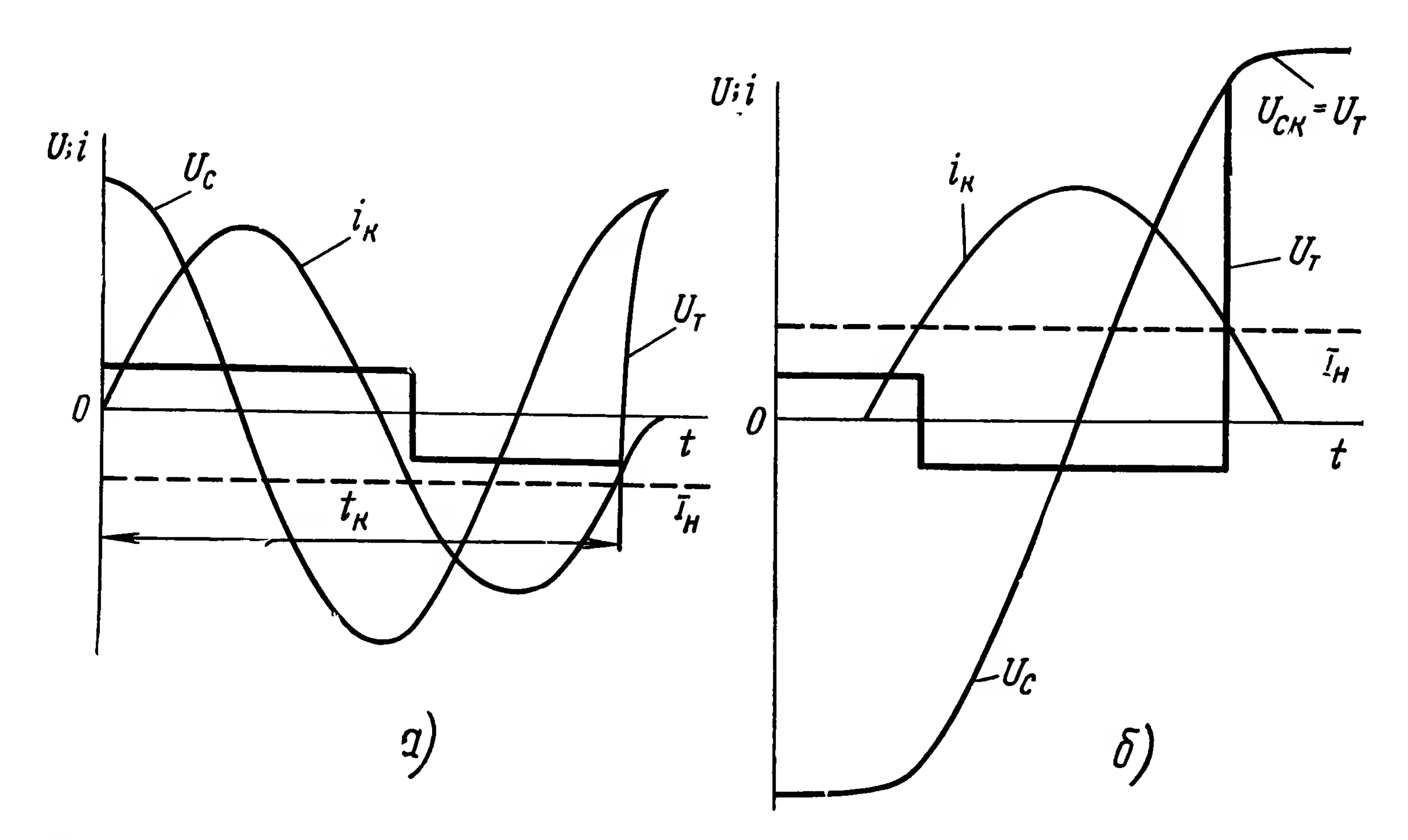


Рис. VI.17. Коммутационные процессы в регуляторе напряжения (*а*) и в фазном усилителе мощности (*б*); $i_к$ — ток в коммутирующем контуре; $I_н$ — ток нагрузки; U_c — напряжение на коммутирующем конденсаторе, $U_т$ — напряжение на тиристоре; $t_к$ — такт коммутации

Максимальная частота блокинг-генератора определяется из условия обеспечения процесса дефорсирования. Предельно-реализуемые мощности шаговых электродвигателей лимитируются возможностями усилителей мощности.

Пока ток контура $i_к$ меньше тока нагрузки $I_н$ (рис. VI.17), он проходит через тиристор $УД_1$ (см. рис. VI.16, *а*) навстречу току нагрузки. С момента времени, когда $i_к = I_н$, к тиристору $УД_1$ прикладывается напряжение обратной полярности, равное прямому падению напряжения на диодах $Д_{11}$ и $Д_8$ от протекающего по ним тока $i_к$. Через промежуток времени, равный времени восстановления тиристором вентильных свойств, схема оказывается во втором устойчивом состоянии; тиристор $УД_2$ включен, тиристор $УД_1$ выключен.

Дефорсирование тока в обмотке в зависимости от состояния тиристора $УД_0$ происходит: при отключении тиристора $УД_1$ фазного усилителя мощности тиристор $УД_0$ регулятора закрыт. Ток в обмотке изменяется при замыкании ее на источник питания, включенный

встречно с э. д. с. самоиндукции обмотки. Конденсатор $C_ф$ заряжается, в результате обеспечивается возврат энергии, накопленной в обмотке.

Кроме того, когда тиристор регулятора открыт, энергия, накопленная в обмотке, рассеивается на активном сопротивлении R_0.

4. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ДИСКРЕТНОГО ПРИВОДА

В наиболее общем случае для анализа движения дискретного привода с ШД необходимо ввести в рассмотрение следующие факторы: нерегулярность входных воздействий, переходные процессы в усилителе мощности, электромагнитные переходные процессы в шаговом электродвигателе, а также учитывать динамику демпфера.

Методы синтеза автономного дискретного привода достаточно широко освещены в литературе (например, [2, 9]). Значительно меньше изучено влияние на динамику привода переходных процессов в усилителе мощности и нерегулярности входных воздействий.

Рассмотрим работу дискретного привода на сравнительно низких частотах при условии высокой степени форсирования тока при включении и дефорсирования при отключении. Тогда в первом приближении анализ может быть выполнен без учета переходных процессов в усилителе мощности и без учета электромагнитных переходных процессов в обмотках. При этих допущениях уравнения движения ШД с демпфером сухого трения будут:

$$\frac{d^2\theta}{d\tau^2} + \eta_d \frac{d^2\theta_d}{d\tau^2} + \beta_1 \frac{d\theta}{d\tau} + \mu_н = \varphi\left[\theta - \Gamma\gamma(\tau)\right]; \qquad (VI.10)$$

$$\frac{d^2\theta_d}{d\tau^2} - \frac{\mu_d}{\eta_d} \operatorname{sign}\left(\frac{d\theta_d}{d\tau} - \frac{d\theta}{d\tau}\right) = 0, \qquad (VI.11)$$

где θ, θ_d — угол поворота ротора ШД и демпфера, эл. рад.;

$\tau = \omega_0 t$ — безразмерное время, $\omega_0 = \left(\frac{z_р M_{max}}{J_д}\right)^{1/2}$;

$\mu_н \mu_d$ — относительный момент нагрузки и демпфера сухого трения, $\mu_н = \frac{M_н}{M_{max}}$;

$\eta_d = \frac{J_d}{J_р}$ — относительный момент инерции демпфера сухого трения;

$J_р$ — момент инерции ротора ШД;

β_1 — безразмерный коэффициент внутреннего демпфирования;

$\varphi[\theta - \Gamma\gamma(\tau)]$ — относительный вращающий момент ШД;

$\Gamma\gamma(\tau)$ — ступенчатая функция угловой координаты оси результирующей намагничивающей силы фаз (положения устойчивого равновесия), эл. рад.;

β_1 — коэффициент электромагнитного демпфирования, Г·см·с;

$\beta_1 = \frac{\beta\omega_0}{M_{max} z_р}$;

z_p — число зубцов ротора;

$$\mathbf{\Gamma}\gamma(\tau)=\frac{2\pi}{m_1}\,\mathrm{E}\left[\frac{\omega}{2\pi}\tau+1\right], \tag{VI.12}$$

$$\omega=\frac{2\pi f}{\omega_0}, \tag{VI.13}$$

где Е — символ, обозначающий целую часть функции;
ω — нормализованная круговая частота управления;
m_1 — число тактов коммутации.

Как видно, даже в простейшем случае уравнения (VI.10) — (VI.13) имеют существенно нелинейный характер. Поэтому их решение целесообразно выполнить на ЭВМ.

Основное требование к приводу с ШД — уменьшение амплитуды колебаний ротора и обеспечение устойчивости движения в резонансных режимах при сохранении высоких динамических показателей. Сложность проблемы заключается в том, что получение высокой приемистости дискретного привода возможно только при резком форсировании управляющих воздействий и скорости нарастания вращающего момента, что, в свою очередь, приводит к возрастанию колебательного процесса движения. Поэтому кроме регулирования степени форсирования переднего и заднего фронта импульса тока фазы в шаговых электродвигателях устанавливается инерционный демпфер. Демпфер создает вращающий момент только при изменении скорости ШД, в установившемся режиме демпфер не поглощает мощности. Это свойство позволяет эффективно использовать демпфер в приводе, так как в квазистатическом и резонансном режимах ШД имеет существенный запас по моменту, а на высоких частотах, когда момент падает, колебания ротора практически отсутствуют.

В классической теории колебаний метод расчета инерционного демпфера исходит из условия максимального рассеяния энергии в резонансном режиме. Энергетический метод расчета основан на рассмотрении работы возмущающих и демпфирующих сил на частоте собственных колебаний. При этом получены следующие простые соотношения для демпфера сухого трения:

$$\frac{M_{\max}\mu_d}{AJ_d\omega_0^2}=0{,}45;$$

$$\mu_d=\frac{M_{\text{стр}}}{M_{\max}}=1{,}1,$$

где J_d — момент инерции демпфера;
A — амплитуда колебаний ротора;
ω_0 — собственная частота вращения;
$M_{\text{стр}}$ — момент сухого трения демпфера;
$M_{\max}$ — максимальный синхронизирующий момент ШД на частоте f.

Приведенный метод можно применить только для предварительной оценки параметров демпфера, так как рассматривается только один резонансный режим и не учитывается влияние демпфера на приемистость и максимальную частоту. Параметры демпфера должны быть

определены с учетом частоты приемистости по уравнениям (VI.10) — (VI.11).

Блок-схема аналоговой модели, составленной на основании уравнений (VI.10) — (VI.13), приведена на рис. VI.18. Для анализа динамической устойчивости уравнения движения необходимо решать относительно угла поворота ротора ШД. В связи с тем, что угол непрерывно

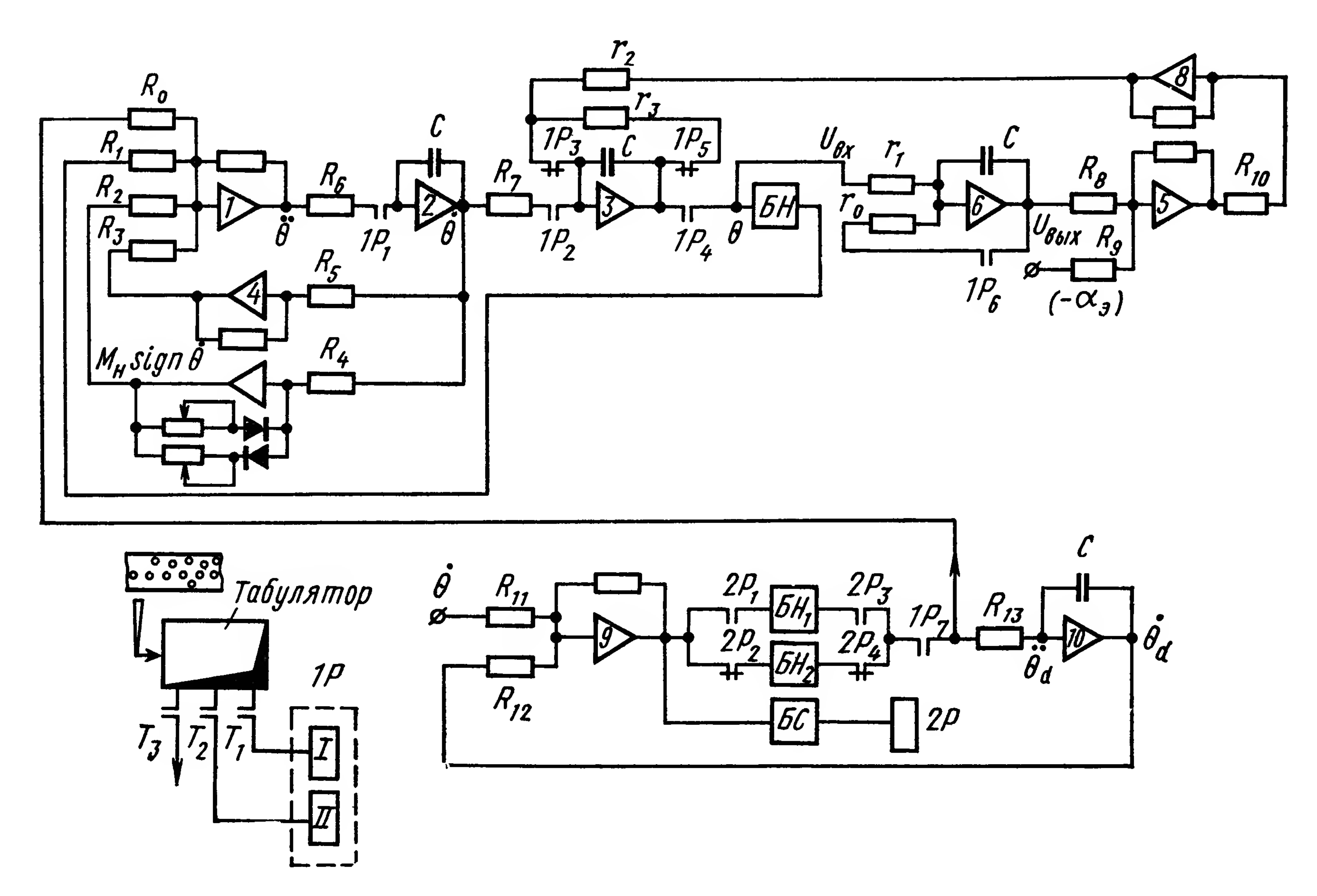


Рис. VI.18. Блок-схема модели ШД и демпфера с управлением от стартстопного трансмиттера:

R_0 — R_{13} — резисторы, определяющие коэффициенты операционных усилителей; r_0 — r_3 — резисторы; C — конденсатор; *БН* — блок нелинейности; *БС* — блок сравнения; *1*—*10* — операционные усилители-интеграторы

возрастает, уравнения на АВМ следует решать в системе дискретно-перемещающихся координат, жестко связанной с полем статора. При этом конечные условия предыдущего шага $\theta_к$ и начальные условия последующего шага $\theta_{н\,(n+1)}$ связаны соотношением:

$$\theta_{н\,(n+1)} = \theta_{к\,n} - \alpha.$$

Примеры полученных при моделировании фазовых портретов привода и функции динамической ошибки $\Delta\theta_д(\tau)$ в дискретно смещающейся системе координат для резонансного режима приведены на рис. VI.19.

Введение нормализованных параметров позволяет расширить применимость результатов и получить семейство универсальных динамических характеристик. Пример их приведен на рис. VI.20. Расчет демпфера должен выполняться с учетом «ухода» собственной резонансной частоты, возникающего при установке демпфера. Как видно из рис. VI.19 и VI.20, при оптимальных параметрах демпфера амплитуда

колебаний ротора существенно снижается. Величину относительного момента инерции демпфера следует принимать не менее $\eta_d > 0{,}6$.

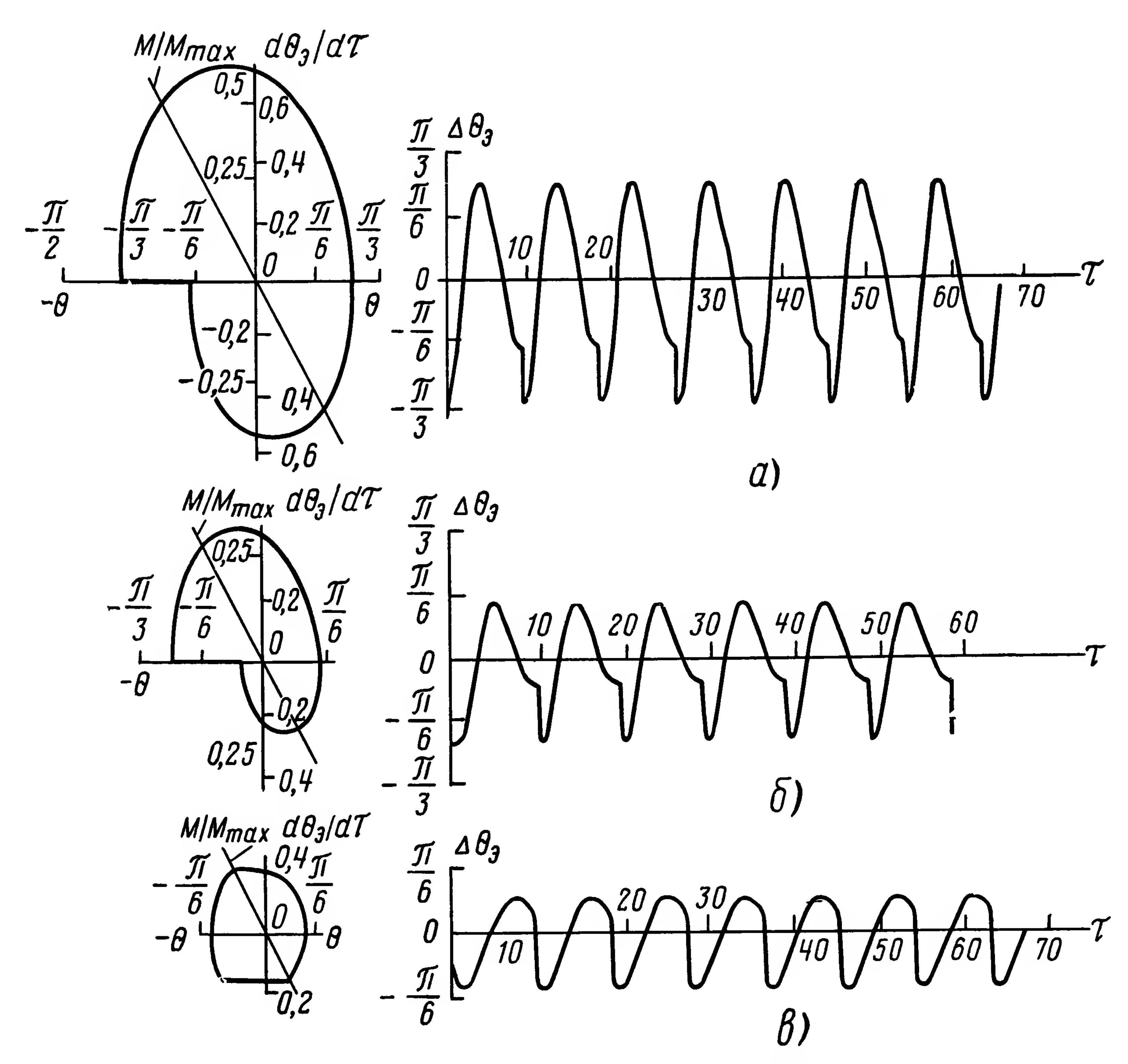


Рис. VI.19. Фазовые портреты и кривые ошибок резонансных режимов ШД:

$\frac{M}{M_{\max}}$ — относительная величина вращающего момента: *а* — на частоте ω_0 без демпфера; *б* — на новой резонансной частоте ω_{0d} с демпфером ($\eta_d = 0{,}8$; $\frac{\mu_d}{\eta_d} = 0{,}53$); *в* — на частоте ω_0 с тем же демпфером

Установка инерционного демпфера приводит к снижению частоты приемистости. На основании результатов моделирования определена следующая эмпирическая зависимость:

$$f_{\text{п}d}(\tau) = f_{\text{п}}(\tau) - C_j\eta_d, \qquad \text{(VI.14)}$$

где $f_{\text{п}}(\tau)$, $f_{\text{п}d}(\tau)$ — безразмерная частота приемистости холостого хода до и после установки демпфера;

τ — безразмерное время;

C_j — эмпирический коэффициент пропорциональности.

Например, при $\beta = 0{,}1$ $\quad C_j \approx 8\frac{M_r}{\eta_d}$.

Демпфер, рассчитанный по приведенной выше методике, также эффективно снижает колебания при девиации управляющей частоты.

Причины, вызывающие изменение управляющей частоты (девиацию частоты), можно разделить на две группы — детерминированные и стохастические. Детерминированные «уходы» частоты обусловлены погрешностями аппаратуры кодово-импульсных электронных преобразователей.

Стохастические изменения периода следования управляющих импульсов возникают при введении в систему контура автоматической коррекции погрешностей либо по различным случайным причинам (изменение напряжения питания и т. д.).

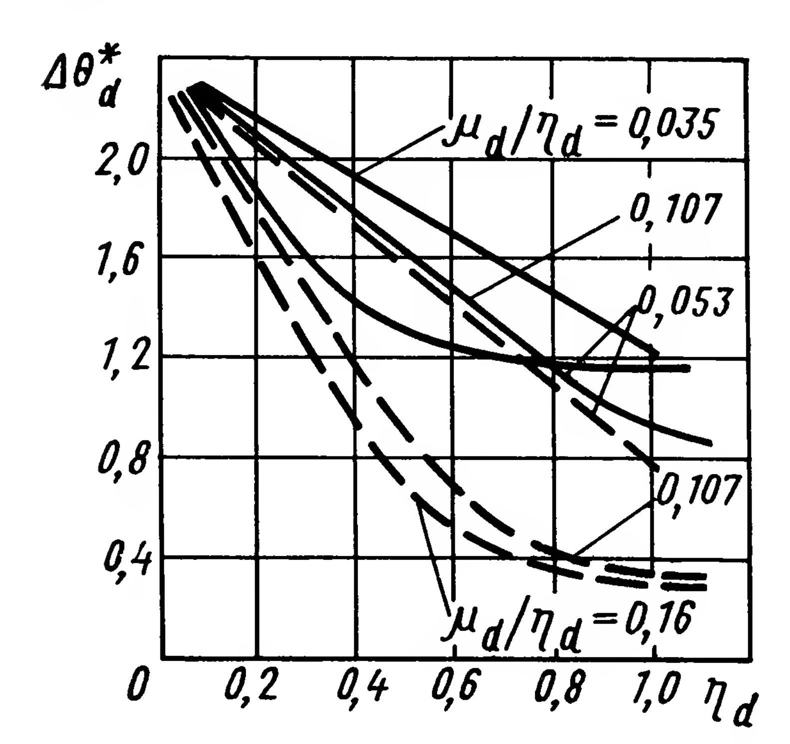


Рис. VI.20. Относительная амплитуда колебаний ротора $\Delta\theta^*_д$ на резонансной частоте собственных колебаний ω_0 и новой резонансной частоте с учетом демпфера ω_{0d} (пунктирные кривые) при $\beta_1 = 0{,}1$ и $\mu_н = 0$ $\Delta\theta^*_{дd} = \frac{\Delta\theta_д}{\alpha_э}$, где $\Delta\theta_д$ — амплитуда колебаний ротора относительно точки устойчивого равновесия

Опыт эксплуатации дискретного привода показал, что девиация управляющей частоты существенно влияет на колебания привода независимо от величины несущей частоты, на которой она возникает. Для оценки этого явления необходимо исходить из наихудшего, в отношении точности и устойчивости дискретного привода, сочетания частот. Предложенный метод анализа основан на том, что наибольшее возмущение в движении ШД девиация частоты вызывает при воздействии с периодом, равным или кратным периоду собственных колебаний привода. Это позволяет применить детерминированный подход и представить нерегулярную ступенчатую функцию управления как алгебраическую сумму двух регулярных ступенчатых функций, имеющих одинаковый шаг квантования по уровню, но различный период квантования (рис. VI.21):

$$\Gamma\gamma(\sigma) = \Gamma\gamma_1(\tau) - \Gamma\gamma_2(\tau) = \frac{2\pi}{m_1}\left\{E\left[\frac{\omega_1}{2\pi}\tau + 1\right] - E\left[\frac{\omega_д}{2\pi}\tau + 1\right]\right\}, \quad (VI.15)$$

где $\omega_д$, ω_1 — соответственно круговая частота девиации и круговая частота управления без учета девиации.

В свою очередь каждую из регулярных ступенчатых функций можно представить в виде линейной и периодической функции времени (рис. VI.21, *в*). Раскладывая периодическую составляющую в ряд Фурье, получим

$$\Gamma\gamma(\tau) = C(\operatorname{tg}\psi_1 + \operatorname{tg}\psi_д)\tau + \frac{2}{m_1}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n}(\sin n\omega_1\tau + \sin n\omega_д\tau), \quad (VI.16)$$

где n — номер гармоники тригонометрического ряда;

$$\psi_1 = \operatorname{arctg}\frac{\omega_1}{m_1}; \quad \psi_д = \operatorname{arctg}\frac{\omega_д}{m_1};$$

c — коэффициент пропорциональности.

Текущее значение динамической ошибки ШД $\Delta\theta_д$ определится разностью

$$\Delta\theta_д(\tau) = \theta(\tau) - \int\gamma(\tau). \qquad \text{(VI.17)}$$

Аналитическое определение функции ошибки движения ротора ШД на основе уравнения (VI.17) разрешимо лишь в линейном приближении, причем это связано с громоздкими математическими выкладками. Поэтому анализ поведения привода выполнялся с помощью моделирования на АВМ. Шаговый электродвигатель рассматривался совместно

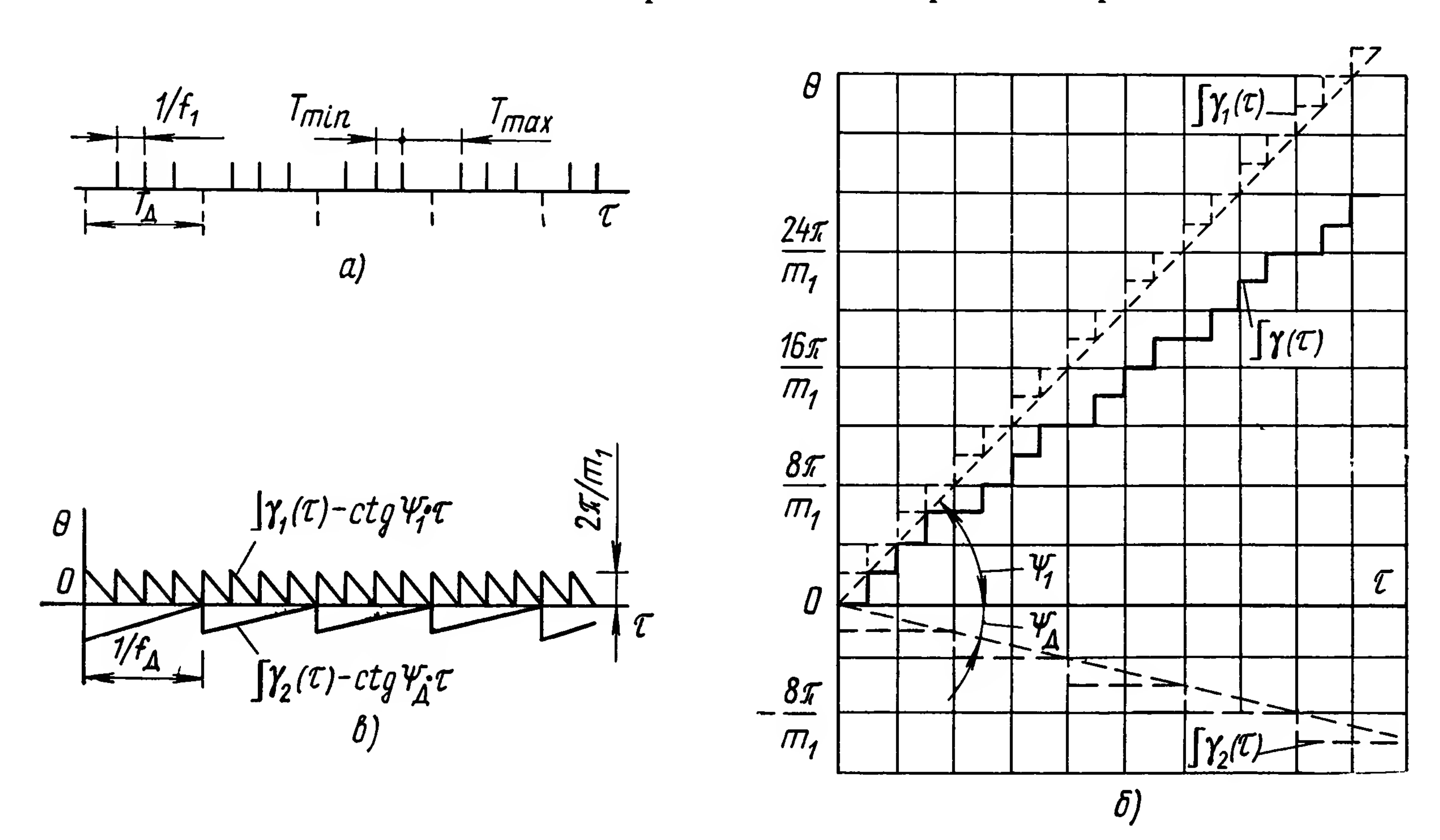


Рис. VI.21. Представление нерегулярной ступенчатой функции $\int\gamma(\tau)$ в виде суммы двух регулярных функций:

а — последовательность управляющих импульсов; *б* — графическое разложение функций $\int\gamma(\tau)$; *в* — циклические составляющие регулярных функций $\int\gamma_1(\tau)$, $\int\gamma_2(\tau)$; $T_д$, $f_д$ — период и частота девиации; f_1 — значение управляющей частоты без учета девиации; T_{max}; T_{min} — максимальное и минимальное значения периода управляющей частоты

с демпфером. Поскольку девиация возникает только на частотах, меньших частоты приемистости (ускоренные ходы выполняются по одной координате либо от автономного генератора), решались уравнения (VI.10), (VI.11), (VI.16), не учитывающие электромагнитных постоянных времени. Для получения при моделировании непериодических входных воздействий была разработана система управления АВМ от кодированных на перфоленте команд. Эта система реализовала принцип гибридных вычислительных машин, поскольку расчет и изготовление перфоленты может выполняться на ЦВМ и автоматически вводится в трансмиттер управления АВМ. Более того, программа управления АВМ может корректироваться в процессе моделирования по каналам связи АВМ — ЦВМ. Это открывает широкие возможности анализа и поиска оптимальных решений.

Проведем на модели комплекс исследований дискретного привода при нерегулярных входных воздействиях. Для иллюстрации на рис. VI.22 показано изменение фазового портрета и скорости, вызван-

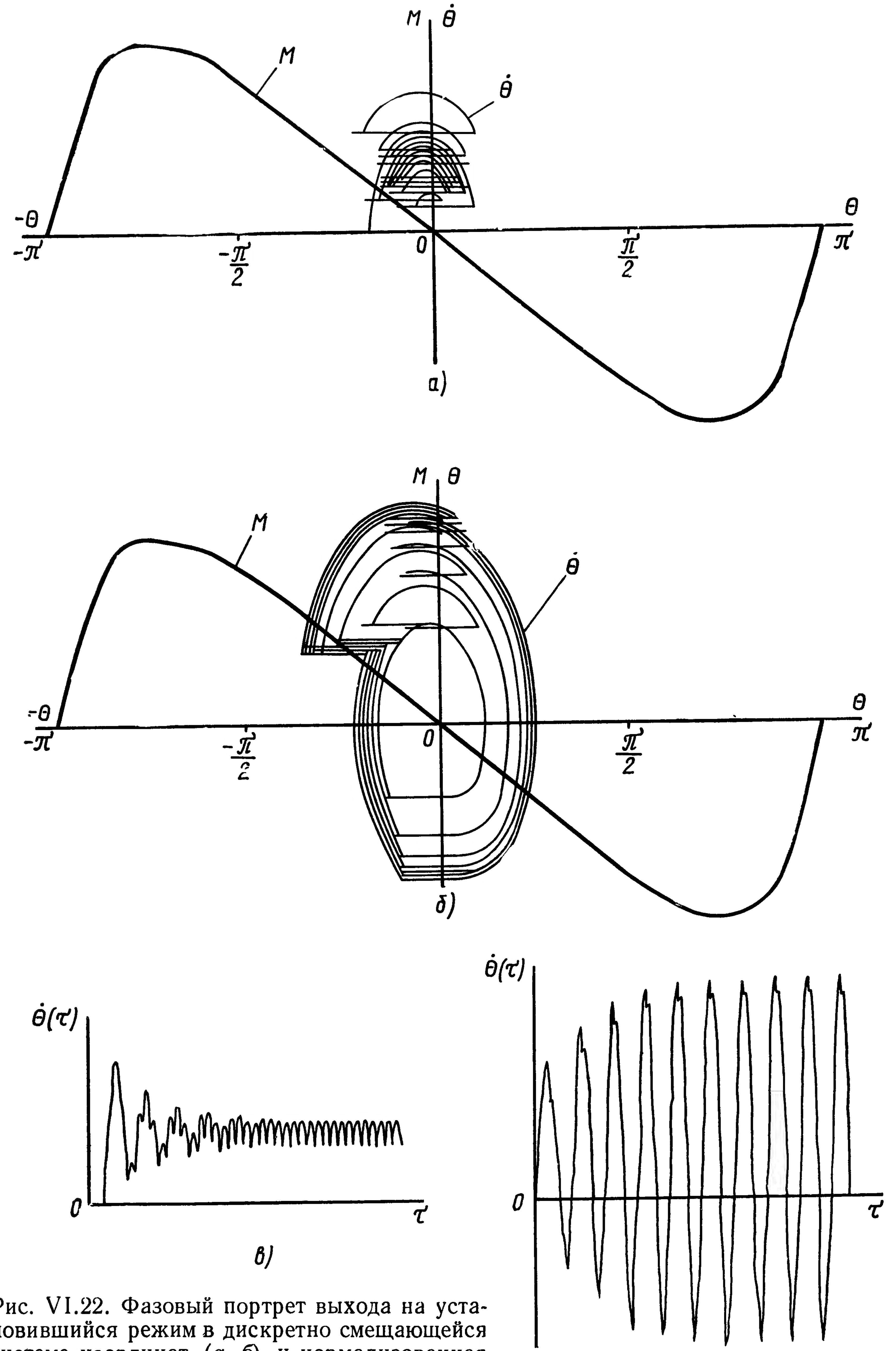


Рис. VI.22. Фазовый портрет выхода на установившийся режим в дискретно смещающейся системе координат (*а*, *б*) и нормализованная угловая скорость (*в*, *г*). Параметры: нормализованная управляющая частота $f(\tau) = 0{,}44$; $\beta_1 = 0{,}15$; $\mu_н = 0$; $f_0(\tau) = 0{,}11$; $m_1 = 12$; $\theta(\tau) = 0{,}236$ (установившееся значение):

а, *в* — при отсутствии девиации частоты ($k_д = 1$); выход на установившийся режим за 13 импульсов; $\Delta\theta_д^* = 0{,}7$ (установившееся значение); *б*, *г* — при $k_д = 2$; $\omega_д(\tau) = \omega_0$; $\Delta\theta_д^* = 2{,}2$

ное девиацией управляющей частоты с периодом, равным периоду собственных колебаний (здесь и далее $\omega_д = \omega_0$). Девиация частоты привела к увеличению динамической ошибки в 3 раза. Влияние девиации частоты еще более наглядо при рассмотрении траектории движения ротора ШД (рис. VI.23). В случае равномерного поступления упра-

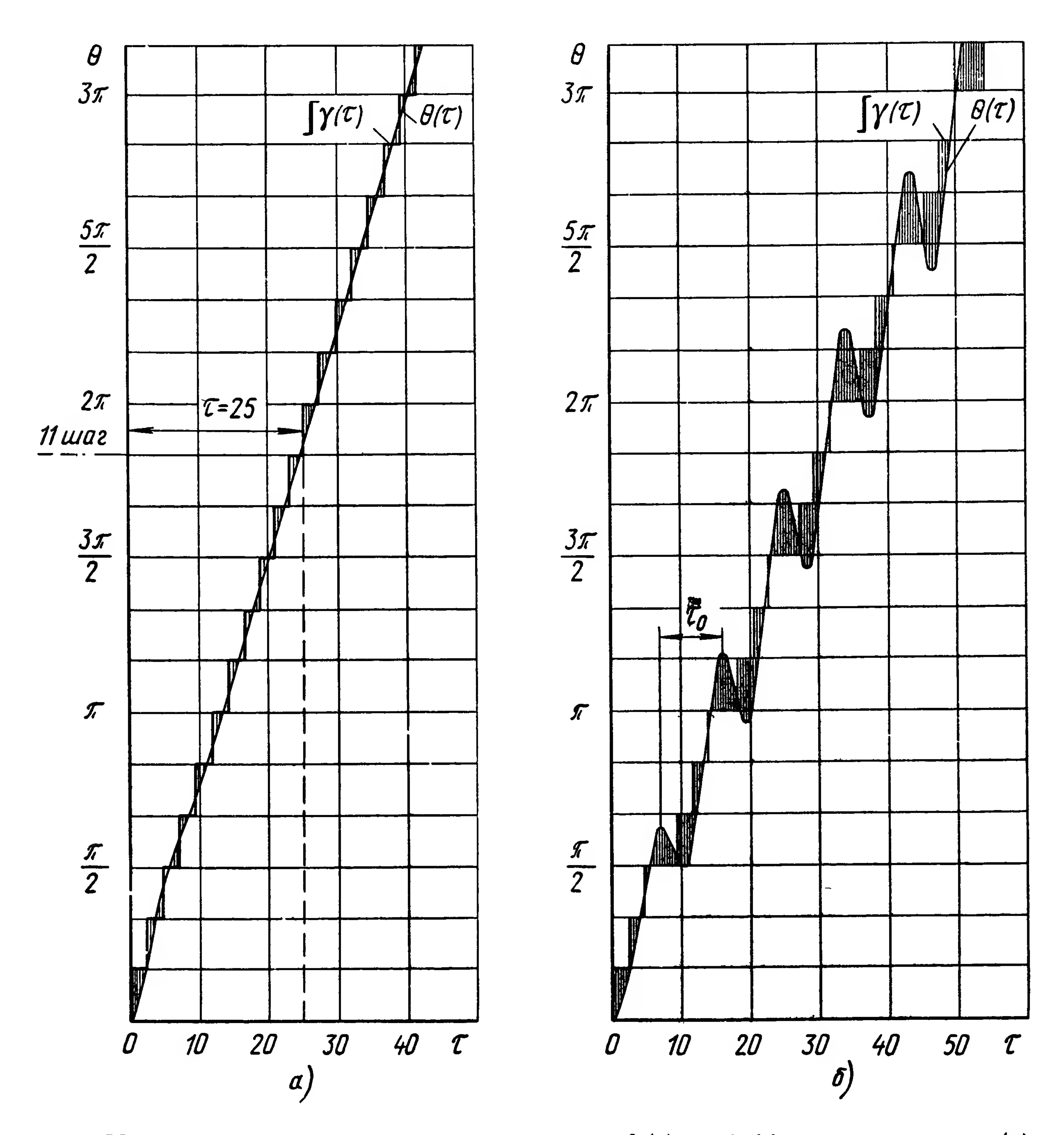


Рис. VI.23. Пуск дискретного привода на $f(\tau) = 0{,}44$ при отсутствии (*а*) и наличии (*б*) девиации управляющей частоты

вляющих импульсов (рис. VI.23, *а*) привод фильтрует шумы квантования и его траектория движения спрямляет ступенчатую функцию входного воздействия. При наличии девиации привод колеблется с резонансной частотой (рис. VI.23, *б*). Кривые, изображенные на рис. VI.23, *б*, получены при параметрах привода, соответствующих рис. VI.22. Кривые построены путем «сшивки» отдельных участков траектории по полученным при моделировании величинам динамической ошибки. При установке демпфера динамическая ошибка уменьшается от $\Delta\theta_д{}^* = 2{,}2$ до 1,5. Разработанная модель позволяет также

получить величины ошибок при одновременном движении по двум координатам. На рис. VI.24 приведены зависимости для пуска при двухкоординатном движении по прямой и наличии девиации частоты по одной из координат (случай управления от линейно-кругового интерполятора с оценочной функцией).

Итак, факт возникновения наибольшей ошибки в случае девиации с периодом, равным периоду собственной частоты привода, подтверждается выполненными исследованиями: при отходе от резонансной

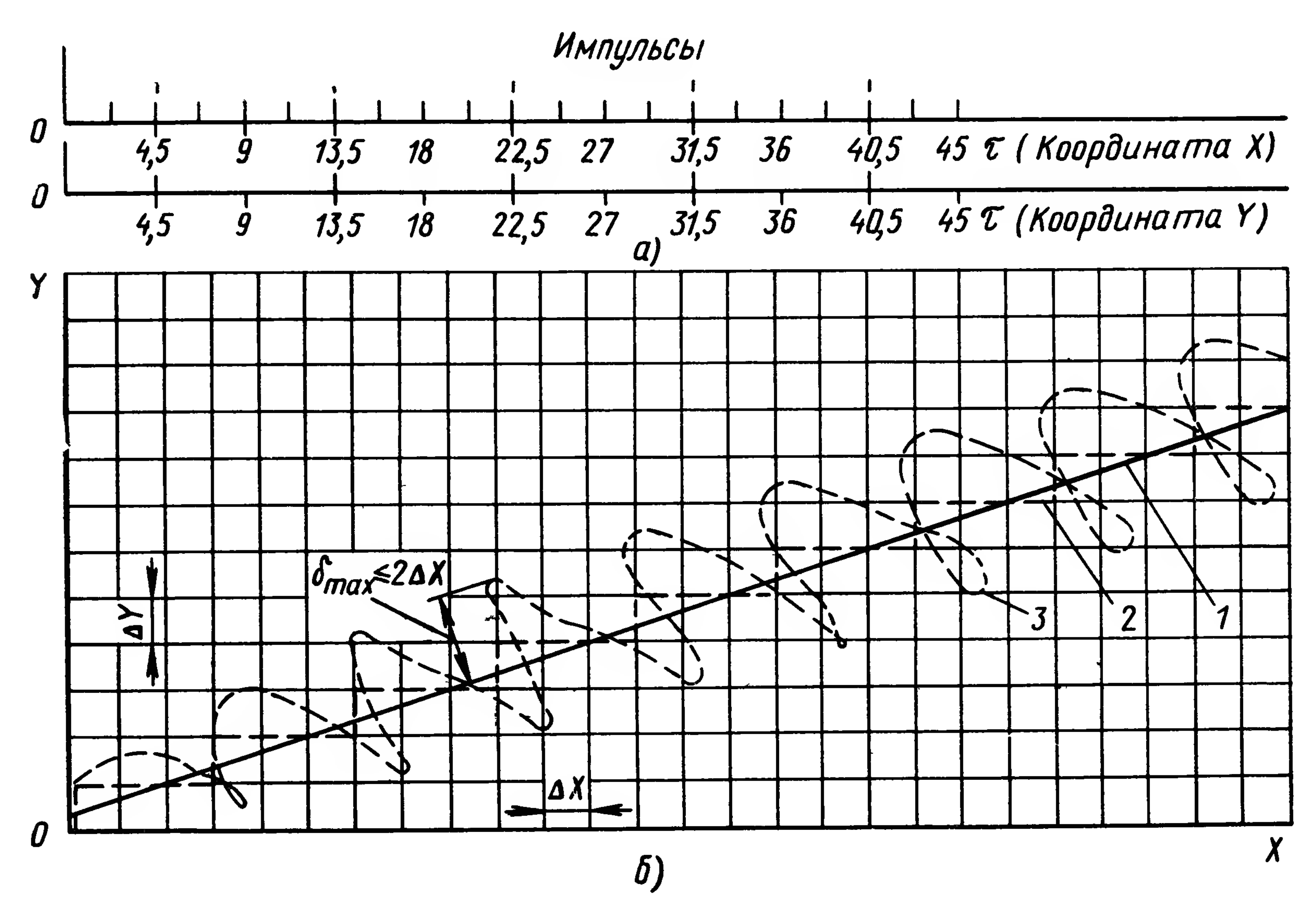


Рис. VI.24. Пуск при двухкоординатном движении по прямой:

а — управляющие импульсы по координатам X, Y; *б* — кривые перемещения; *1* — программируемая прямая; *2* — идеальная траектория; *3* — действительная траектория; ΔX, ΔY — дискреты (перемещение на один импульс) по координатам X, Y; δ_{max} — максимальное отклонение от траектории

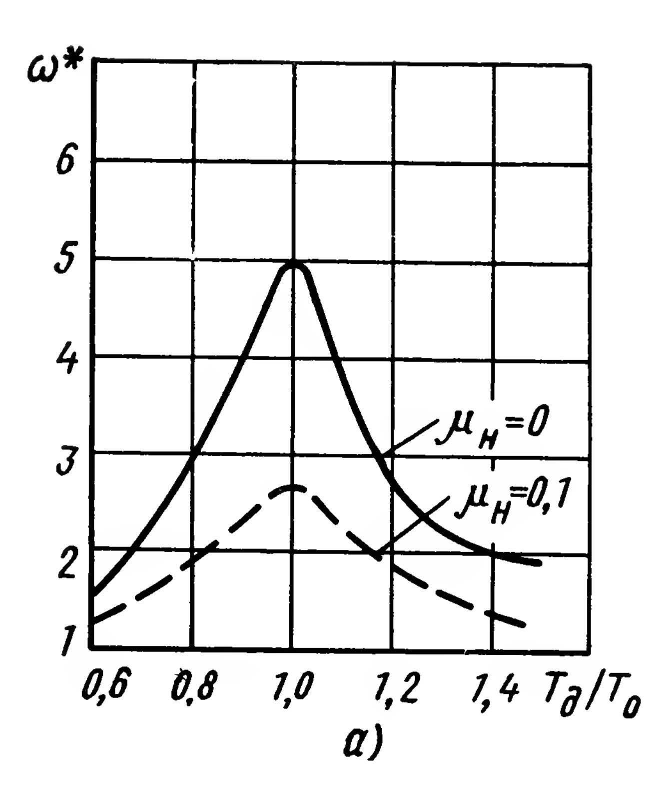
частоты погрешность падает, несмотря на сохранение отношения максимального периода управляющих импульсов к минимальному, определяющего величину девиации (рис. VI.25, *а*; характеристики сняты без демпфера). По результатам моделирования получено семейство кривых, определяющих погрешности, вызванные девиацией для практически реализуемого диапазона изменения нормализованных параметров привода (коэффициента внутреннего демпфирования, нагрузки и т. д.). На рис. VI.25, *б* приведен пример таких зависимостей, из которых следует, что инерционный демпфер, рассчитанный по приведенной выше методике, эффективно снижает вибрации, вызванные девиацией управляющей частоты. Это следует также из рассмотрения траектории движения привода (рис. VI.26 и VI.27). Результаты анализа позволяют установить ограничения по девиации частоты интерполяторов (кодовых преобразователей) для различных условий эксплуатации дискретного привода.

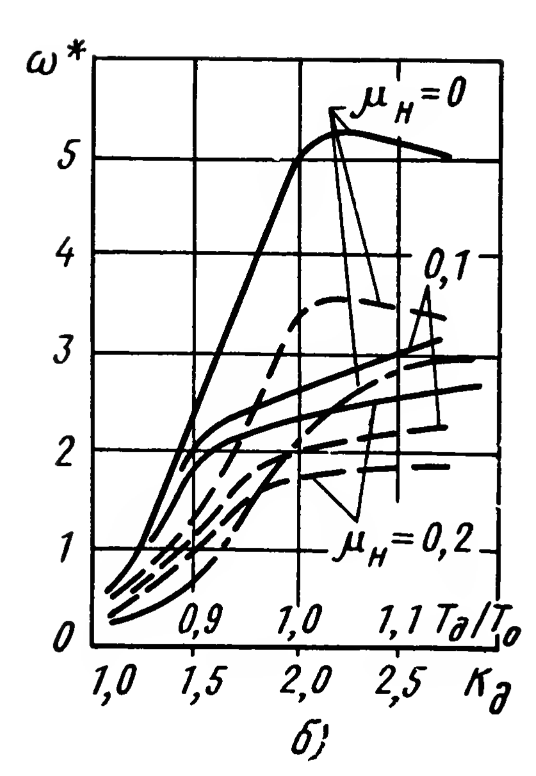
Рис. VI.25. Зависимость нормализованных величин неравномерностей движения ротора

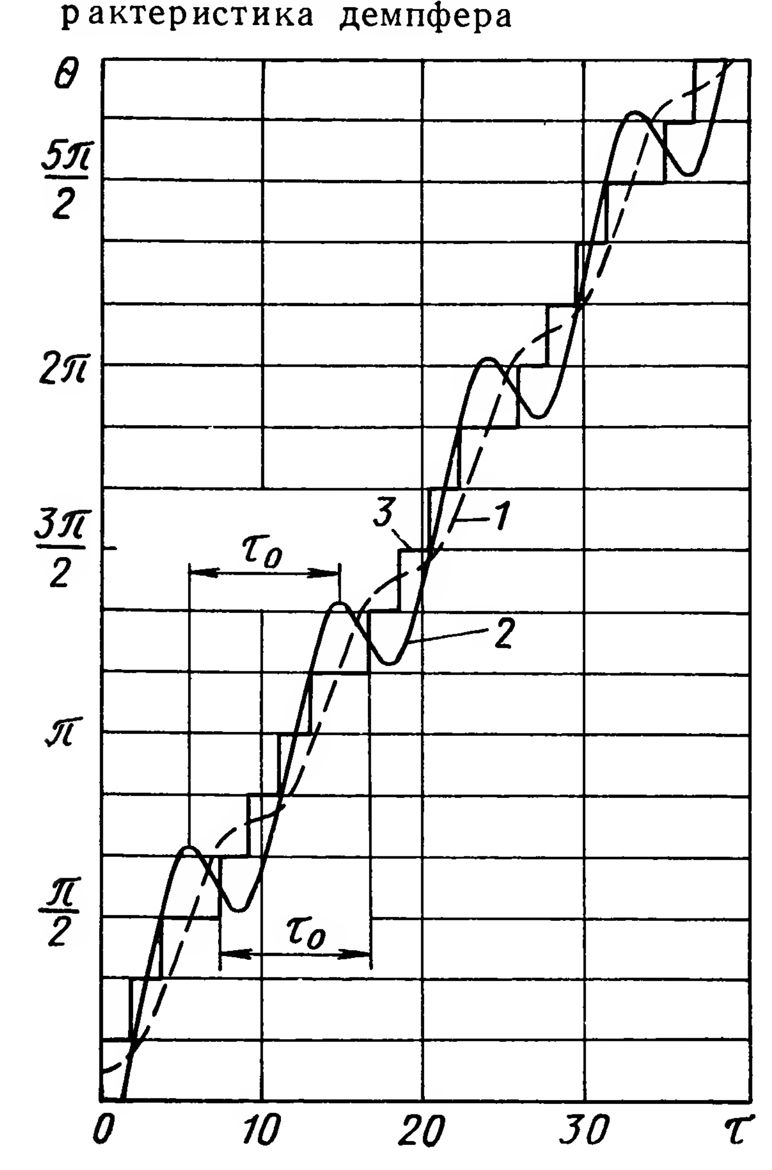
$$\omega^* = \frac{\omega_{max}(\tau) - \omega_{min}(\tau)}{\omega_y(\tau)}$$

от отношения периода девиации $T_д$ к периоду собственных колебаний T_0:

а — величина $k_д = \frac{T_{max}}{T_{min}} = 2$ (коэффициент девиации); *б* — сплошные кривые при $\beta_1 = 0,15$, штриховые кривые при $\beta_1 = 0,3$; $\mu_и$ — относительный момент нагрузки; β_1 — коэффициент внутреннего демпфирования; штрихпунктирная кривая — характеристика демпфера







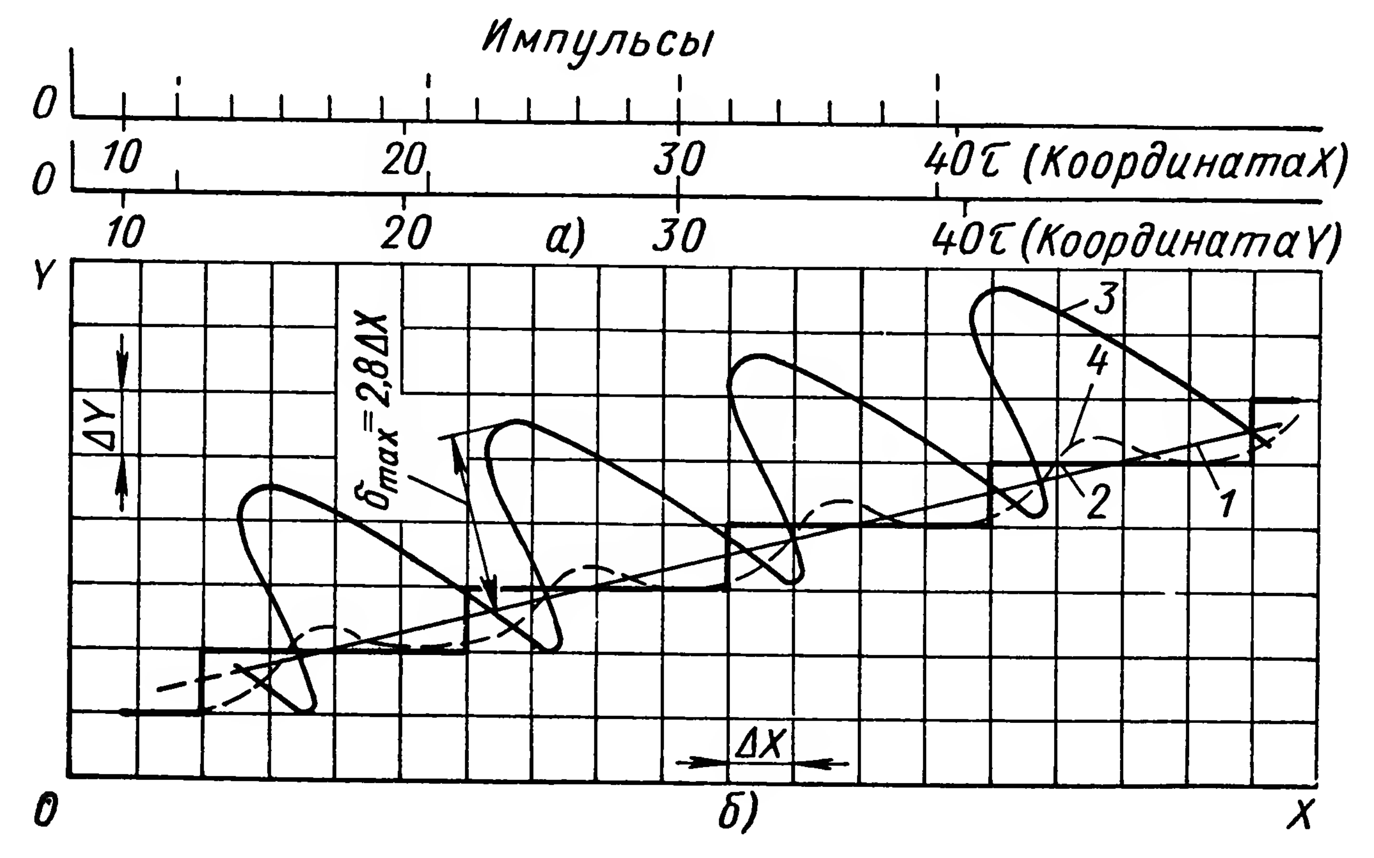
←

Рис. VI.26. Движение ротора ($\beta_1 = 0,15$; $f(\tau) = 0,55$; $\mu_н = 0$) при девиации управляющей частоты:

1 — при демпфере ($\eta_d = 0,8$); *2* — без демпфера; *3* — ступенчатая функция $\gamma(\tau)$

Рис. VI.27. Двухкоординатное движение по прямой при наличии девиации частоты по одной из координат (случай управления от линейно-кругового интерполятора с оценочной функцией):

а — управляющие импульсы по координатам *X* и *Y*; *б* — кривые перемещения; *1* — программируемая прямая; *2* — идеальная траектория; *3*, *4* — действительная траектория без демпфера и с демпфером ($\eta_d = 0,8$)



5. ПРОГРАММИРОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ

Шаговый привод во многих случаях применяется в системах программного управления движением. Предварительное задание программы движения открывает широкие возможности формирования оптимальных входных воздействий на привод. Определение закона программированного пуска до частоты, на порядок превышающей частоту приемистости, является одной из основных задач синтеза дискретного привода. Такой подход требует изучения работы привода во всем диапазоне физически реализуемых частот, учета постоянных времени обмоток ШД и динамических характеристик источника питания.

Рассмотрим проблему оптимизации характеристики управляющей частоты при пуске. Высокочастотные ШД выполняются многофазными, индукторно-реактивного типа и питаются от источника тока.

Для индукторно-реактивного многопакетного ШД (см. рис. VI.4), не имеющего индуктивной связи между фазными обмотками (за исключением малых потоков рассеяния), уравнения целесообразно представить в фазных координатах.

В случае m-фазного ШД указанного типа получим $(m+1)$-уравнение в нормализованном виде:

$$i_j + \varkappa_j \frac{di_j}{d\tau} + i_j \frac{d\varkappa_j}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{d\tau} = \begin{cases} C_{fj}(i_0) & \text{включена } j\text{-я фаза;} \\ C_{rj}(i_0) & \text{отключена } j\text{-я фаза.} \end{cases} \qquad \text{(VI.18)}$$

$$j = 1, 2, \ldots, m$$

$$\frac{d^2\theta}{d\tau^2} - \sum_{1}^{m} i_j^2 \sin\left[\theta + (j-1)\frac{\pi}{3}\right] + \mu_н = 0, \qquad \text{(VI.19)}$$

где i_j — мгновенное значение нормализованного тока j-й фазы;

$\varkappa_j$ — нормализованная постоянная времени контура j-й фазы;

$C_{fj}(i_0)$; $C_{rj}(i_0)$ — функции форсирования и дефорсирования тока j-й фазы.

Уравнение (VI.18) имеет переменную структуру. Последовательность включения и отключения фаз определяется алгоритмом коммутации (числом тактов и схемой включения). Для рассматриваемого регулируемого источника тока функции форсирования $C_{fj}(i_0)$ и дефорсирования тока $C_{rj}(i_0)$ определены выражениями (рис. VI.14):

$$C_{fj}(i_0) = \begin{cases} a_f & \text{при } i_0 < I_a; \\ a_f \; a_i(i_0) & \text{при } I_a \leqslant i_0 \leqslant I_b; \\ 0 & \text{при } i_0 > I_b; \end{cases} \qquad \text{(VI.20)}$$

$$C_{ri}(i_0) = \begin{cases} -a_r & \text{при } i_0 < I_a; \\ -[a_{0r} + (a_r - a_{0r})\, a_i] & \text{при } I_a \leqslant i_0 \leqslant I_b; \\ -a_{0r} & \text{при } i_0 > I_b; \end{cases} \qquad \text{(VI.21)}$$

$$a_f = \frac{U_{1m}}{I_ф R_ф}; \quad a_r = \frac{U_{2m}}{I_ф R_ф}; \quad a_i = \frac{I_b - i_0}{I_b - I_a}; \quad a_{0r} = \frac{U_{02}}{I_ф R_ф}; \qquad \text{(VI.22)}$$

$$i_0 = \sum^{m} i_j, \qquad (VI.23)$$

где $I_ф$, $R_ф$ — номинальный ток и активное сопротивление фазы;
i_0 — мгновенное значение результирующего нормализованного тока электродвигателя;
I_a, I_b — начальное и конечное значения тока i_0 (см. рис. VI.14, *б*);
U_{1m} — максимальная величина среднего значения напряжения источника при включенной фазе;
U_{02} — максимальная величина среднего значения напряжения источника при отключенной фазе.

В случае питания от источника тока с частотно-импульсным регулированием (рис. VI.14) характеристики ЧИМ регулятора определяются установленной зависимостью частоты генератора от величины тока i_0 и длительностью импульса блокинг-генератора. Среднее значение напряжения

$$\left. \begin{aligned} U_1(i_0) &= U_{1m} t_{им} f_2(t_0); \\ U_2(i_0) &= U_{2m} - U_1(i_0), \end{aligned} \right\} \qquad (VI.24)$$

где f_2, $t_{им}$ — частота и длительность импульса блокинг-генератора.

При отключении источника цепь фазы через разделительный диод подключается к отрицательному напряжению U_2, чем обеспечивается эффективное дефорсирование тока с рекуперацией энергии. Естественно, что в общем виде полная система дифференциальных уравнений (VI.18) — (VI.23) не имеет решения, и анализ динамических режимов привода следует проводить путем численного моделирования на универсальной ЦВМ.

Предпочтение следует отдать ЦВМ, хотя общее время решения уравнений на ней существенно больше, чем на АВМ, по следующим соображениям:

при увеличении числа фаз ШД число уравнений возрастает, что приводит к необходимости применения АВМ очень большого объема (практически сочетания нескольких АВМ);

исследование привода во всем диапазоне частот (0—20 кГц) требует введения на АВМ переменного масштаба, либо увеличения времени решения на низких частотах;

АВМ требует установки внешнего коммутатора;

программные изменения входных и промежуточных параметров проще выполняются на ЦВМ;

использование ЦВМ позволяет применить для решения дифференциальных уравнений и статистического анализа стандартные программы;

на ЦВМ проще выполняется повторное моделирование при изменении параметров или функциональных зависимостей.

Обобщенная блок-схема модели для решения полной системы дифференциальных уравнений привода с частотно-импульсным регулятором тока приведена на рис. VI.28.

В блок ввода *1* задаются константы уравнений, а также начальные значения угла поворота ротора и скорости. Закон изменения частоты

управления может задаваться аналитически либо определяться в процессе моделирования исходя из условия ограничения динамической ошибки. Моделирование начинается обычно с нулевых начальных условий и первого управляющего импульса, хотя могут быть рассмотрены и специальные режимы (например, периодические реверсы и т. п.).

После задания номера шага, для которого выполняется расчет, вычисляется текущая величина частоты управления, определяющая ресурс времени для решения системы уравнений. Блок коммутации *4* задает номера фаз ШД, включаемых и отключаемых в данном такте коммутации. В программе предусмотрено обращение к стандартной подпрограмме решения системы дифференциальных уравнений (блок *5*). При решении проводится проверка величины динамической ошибки ШД, которая должна быть менее критической величины $\Delta\theta_{кр}$, соответствую-

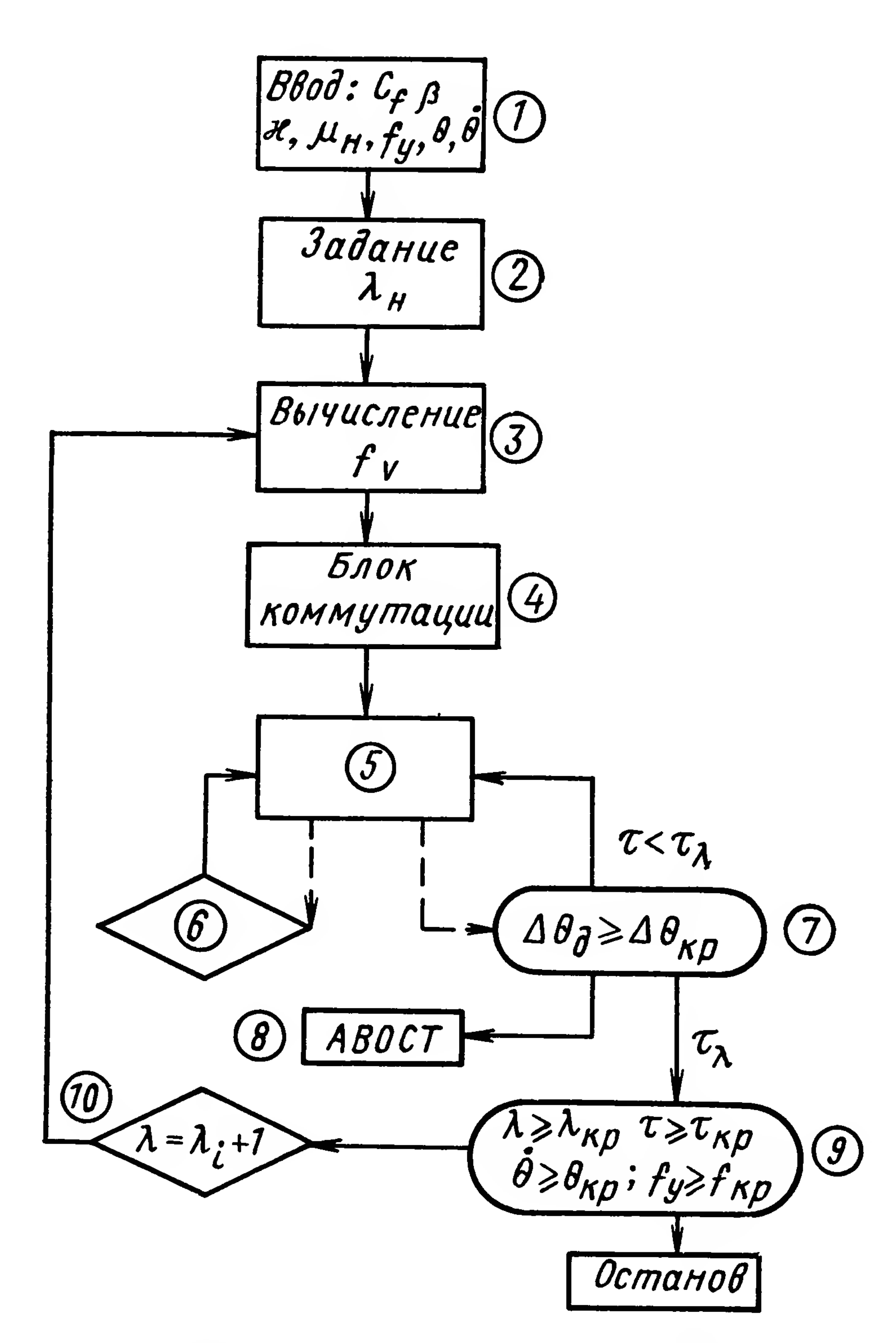


Рис. VI.28. Обобщенная блок-схема программы расчета на ЦВМ дискретного привода с ЧИМ:

1 — блок ввода; *2*—*4*— блоки задания, вычисления и коммутации ($\lambda_н$ — начальный номер управляющего импульса; f_v — текущее значение частоты управления), *5* — блок обращения к стандартной программе; *6* — блок вычисления правых частей дифференциальных уравнений; *7*, *8* — блок проверки динамической ошибки и аварийной остановки, λ_τ — время импульса; *9* — проверка результатов интегрирования; номер импульса λ; управляющая частота f_y; скорость $\dot\theta$ (τ) и т. д.; *10* — задание порядкового номера следующего ($i+1$)-го импульса

щей, пределу устойчивости ШД. В случае $\Delta\theta_д \geqslant \theta_{кр}$ выдается сигнал останова и фиксируются величины переменных параметров (на рис. VI.28 они указаны с индексом «кр»), при которых динамическая ошибка достигает критической величины. Если $\Delta\theta_д < \theta_{кр}$, выдается сигнал на решение уравнений для следующего шага.

Решение системы уравнений выполнялось с использованием стандартной программы, реализующей метод Рунге — Кутта. На модели исследовался дискретный привод с шестифазным шаговым электродвигателем при нагрузке типа сухого трения с характеристикой:

$$\mu_{нт} = \begin{cases} \mu_н & \text{при } \dot{\theta}(\tau) < -\dot{\theta}_0(\tau); \\ -k_\mu \dot{\theta}(\tau) & \text{при } -\dot{\theta}_0(\tau) \leqslant \dot{\theta}(\tau) \leqslant \dot{\theta}_0(\tau); \\ -\mu_н & \text{при } \dot{\theta}(\tau) > \dot{\theta}_0(\tau), \end{cases} \qquad \text{(VI.25)}$$

где $\pm\dot{\theta}_0(\tau)$ — границы зоны линейного трения с коэффициентом k_μ.

По результатам моделирования получены характеристики основных показателей привода (частоты приемистости $f_п(\tau)$, максимальной частоты $f_m(\tau)$ и др.) для достаточно широкого диапазона изменения нормализованных параметров. Из этих характеристик следует, что частота приемистости практически не зависит от нормализованных постоянных времени ШД и определяется параметрами источника тока.

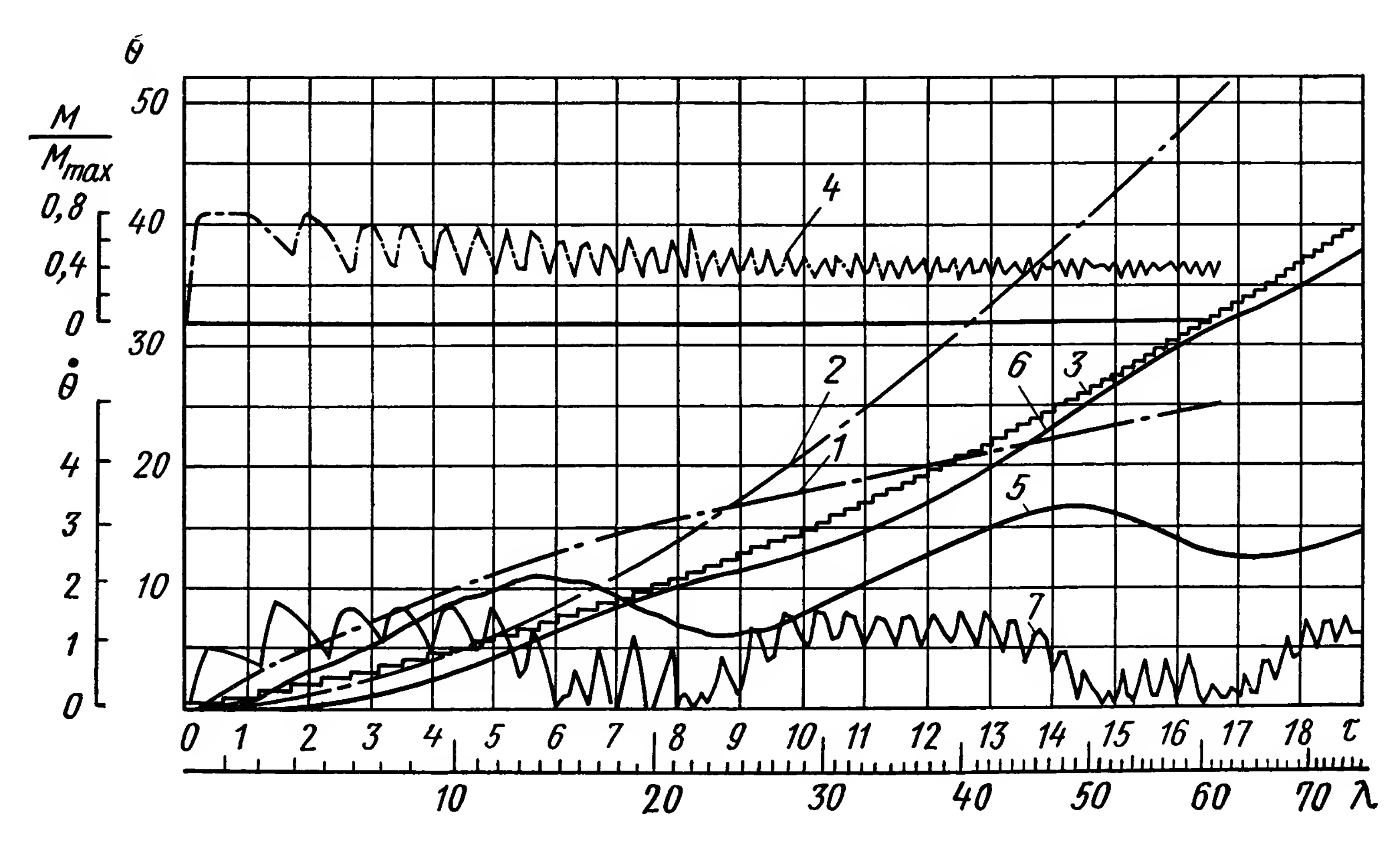


Рис. VI.29. Программированный пуск дискретного привода при различных законах изменения управляющей частоты. Нормализованные параметры привода: $\varkappa_0 = 7$; $\varkappa_1 = 3{,}5$; $C_{fr} = 36$; $\mu_н = 0$; *1*, *5* — нормализованная скорость $\dot{\theta}(\tau)$; *2*, *6* — нормализованный угол $\theta(\tau)$; *3* — входное воздействие при линейном изменении частоты $\int\gamma(\tau)$; *4*, *7* — относительный вращающий момент ШД M/M_{max}; λ— номер импульса программы

Для диапазона относительных нагрузок $0 < \mu_н < 0{,}5$ и коэффициента форсирования $C_{fm} \geqslant 1{,}5$ полученные зависимости хорошо аппроксимируются эмпирической формулой

$$f_п(\tau) = \omega_0 (3{,}2 - 3\mu_н). \qquad \text{(VI.26)}$$

На рис. VI.29 приведен пример моделирования программированного пуска привода при различных законах изменения управляющей частоты. Оптимальный пуск, выполненный по алгоритму поддержания максимального значения вращающего момента ШД [по уравнению (VI.19)], обеспечивает уменьшение времени пуска на 30% (кривые *1*—*4*) по сравнению с разгоном по линейному закону (кривые *5*—*7*). Отметим, что колебания момента обусловлены стабилизацией суммарного тока ШД при поочередном включении двух и трех фаз (коммутация 12—123—23 — и т. д.).

Уменьшение момента при возрастании частоты обусловлено ограничением коэффициента форсирования и дефорсирования.

Для уменьшения времени пуска на предельную скорость изменение управляющей частоты целесообразно выполнять скачкообразно.

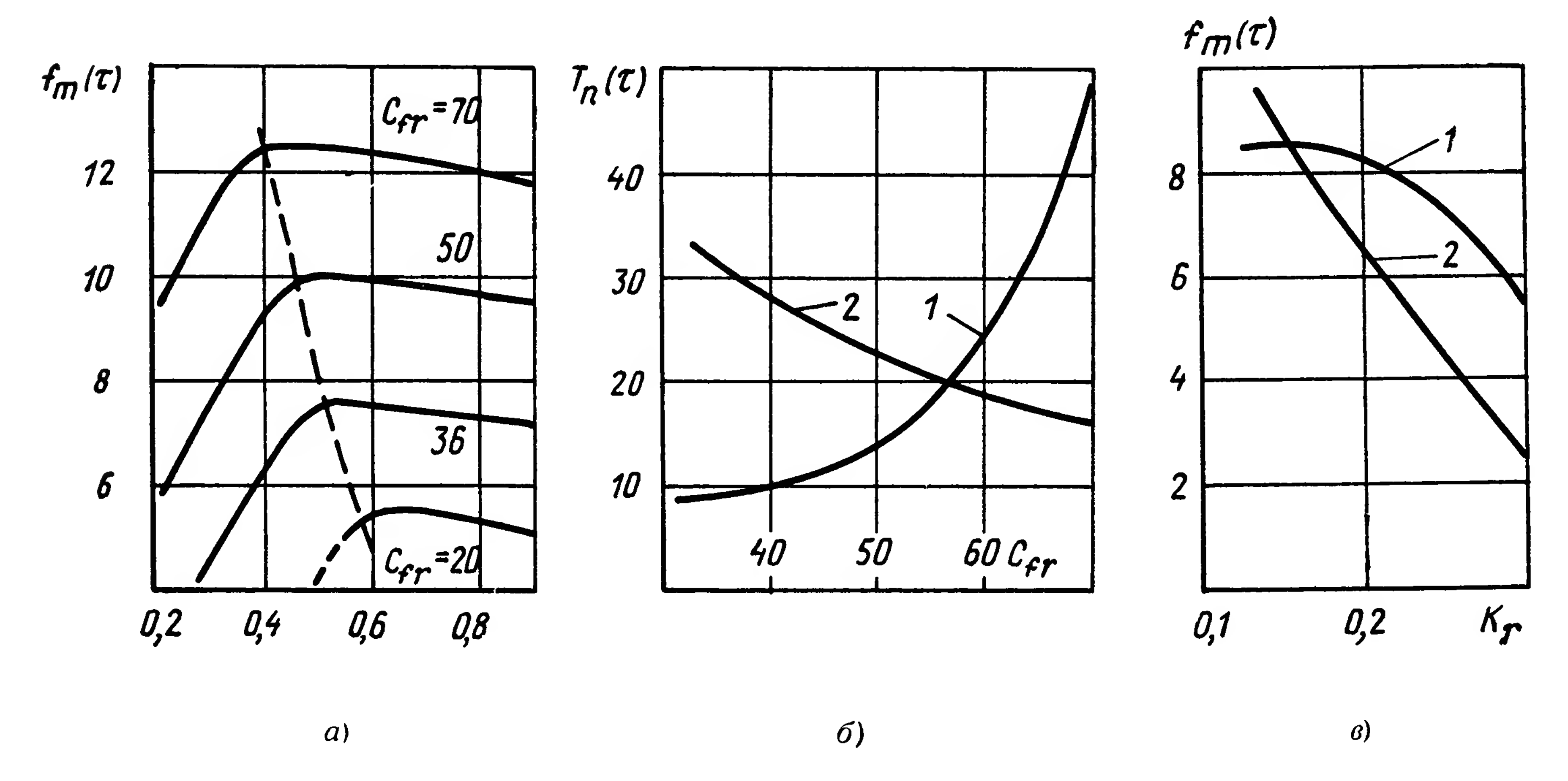


Рис. VI.30. Нормализованные характеристики дискретного привода (при $\varkappa_0 = 6$; $\varkappa_1 = 2{,}8$):

а) $f_m(\tau)$ — максимальная частота при $\mu_н = 0{,}25$; $k_r = 0{,}25$; $f_н(\tau) = 1{,}6$; *б*) $T_п(\tau)$ — время пуска до $f_m(\tau) = 9{,}5$ при различных $\mu_н$ и C_{fr}; $f_н(\tau) = 1{,}6$; *1* — постоянная величина $C_{fr} = 70$; *2* — постоянная величина $\mu_н = 0{,}25$; *в*) зависимость максимальной частоты (*1*) и времени пуска (*2*) от нормализованного коэффициента разгона при $\mu_н = 0{,}25$, $f_н(\tau) = 1{,}6$; $C_{fr} = 36$

При моделировании исследовались такие входные воздействия в соответствии с выражением

$$f(\tau) = f_н(\tau) + k_r(\tau), \qquad \text{(VI.27)}$$

где $f_н(\tau)$ — начальное значение частоты $f_н \leqslant f_п$;

k_r — нормализованный коэффициент разгона, имеющий размерность ускорения и связанный с физическим коэффициентом разгона k'_r соотношением $k_r = k'_r\omega_0^2$.

На рис. VI.30, *а* приведено семейство зависимостей максимальной частоты привода при пуске с коэффициентом разгона $k_r = 0{,}25$ для различных параметров источников питания. Из этих кривых следует, что оптимальное соотношение коэффициента форсирования и дефорсирования (штриховая кривая) находится в интервале $0{,}4 < \frac{C_f}{C_{fr}} < 0{,}6$, при изменении C_{fr} в широком диапазоне от 20 до 70.

На рис. VI.30, *б*, *в* приведены не менее важные для проектирования привода нормализованные зависимости времени пуска.

Рассчитанная на ЦВМ оптимальная программа пуска устанавливается параметрически в устройствах программного управления. Программа пуска может быть введена в память ЦВМ и при расчете управляющих программ кодироваться на перфоленте. При прямом

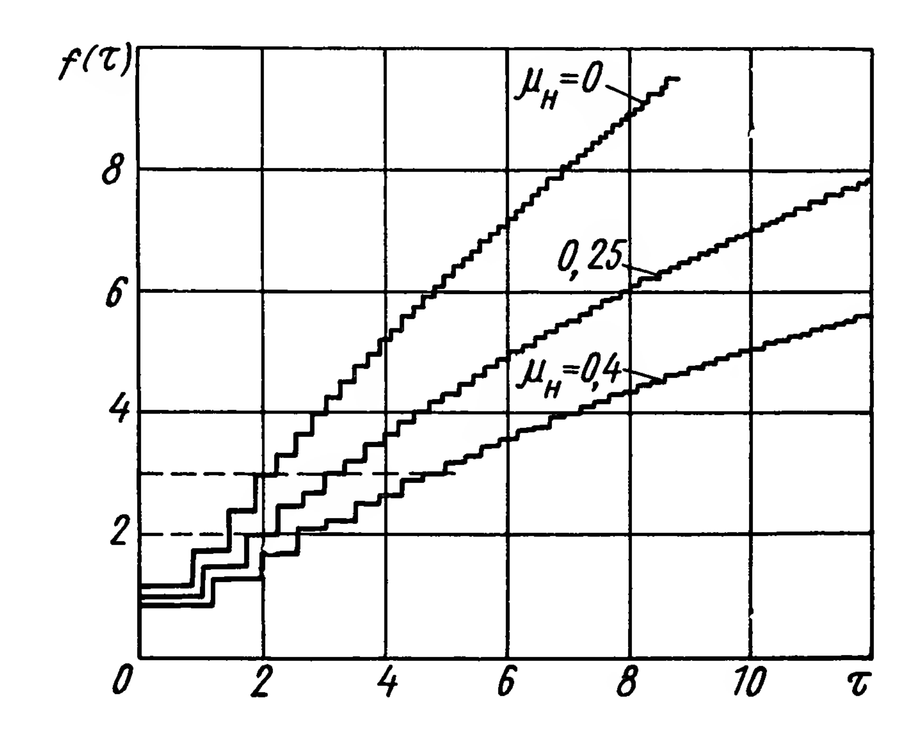


Рис. VI.31. Кривые изменения управляющей частоты для оптимального пуска. Получены при $C_{fr} = 70$; $\varkappa_0 = 6$; $\varkappa_1 = 2{,}8$

управлении механизмом от ЦВМ эта программа непосредственно запрашивается в памяти ЦВМ. На рис. VI.31 приведены примеры программ оптимального пуска с поддержанием максимального момента двигателя, полученные при моделировании привода для различных величин нагрузок.

Нормализованные характеристики, построенные по результатам моделирования, позволяют синтезировать дискретный привод с требуемыми параметрами. Задача торможения шагового привода с частоты выше приемистости также решается плавным уменьшением частоты до величины $(0{,}8 \div 0{,}7)\ f_п$, а затем скачкообразным уменьшением ее до нуля. При этом должно быть соблюдено условие останова в заданной координате.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Боголюбов Н. Н., Митропольский Ю. А.** Асимптотические методы в теории нелинейных колебаний. М., Гостехиздат, 1955, с. 201—205.

2. **Дискретный** электропривод с шаговыми двигателями. Под ред. М. Г. Чиликина М., «Энергия», 1971, с. 622—624.

3. **Исмаилов Ш. Ю.** Автоматические системы и приборы с шаговыми двигателями. М., «Энергия», 1968, с. 58—124.

4. **Карпенко Б. К., Ларченко В. И., Прокофьев Ю. А.** Шаговые электродвигатели. Киев, «Техника», 1972, с. 5—35.

5. **Лабзин М. Д.** Судовые электроприводы с шаговыми электродвигателями. «Судостроение», 1971, с. 23—152.

6. **Металлорежущие** станки с числовым программным управлением. Каталог. НИИМАШ, 1972, с. 216—252.

7. **Ратмиров В. А., Ивоботенко Б. А.** Шаговые двигатели для систем автоматического управления. М., Госэнергоиздат, 1962, с. 2—10.

8. **Ратмиров В. А., Рашкович П. М., Павлов Ю. А.** Шаговый привод в станках с программным управлением. НИИМАШ, 1971, с. 90—110.

9. **Ратмиров В. А., Рашкович П. М., Павлов Ю. А.** Дискретный привод подач станков, НИИМАШ, 1975, 115 с.

10. **Ратмиров В. А., Ивоботенко Б. А., Цаценкин В. К., Садовский Л. А.** Системы с шаговыми двигателями. М. — Л., «Энергия», 1964, 134 с.

11. **Филатов А. С.** Электропривод и автоматизация реверсивных станков холодной прокатки. М., «Металлургия», 1973, с. 221.

12. **Электромашинные** средства автоматики. Сборник, Киев, «Техника», 1969› 5—30.

13. **Fridriksen T. R.** New developments and applkations of the closed — loop stepping motor closed-loop step motor — an ideal actuator for process control, Automatica, vol. 5, 1969.

14. **Петров Б. И., Панкратьев Л. Д.** и др. Электропривод систем управления летательных аппаратов. М., «Машиностроение», 1973.

ГЛАВА VII

МАГНИТНЫЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Магнитные исполнительные элементы (МИЭ) создают управляющие механические моменты при взаимодействии с геомагнитным полем. МИЭ нашли широкое применение в системах, обеспечивающих пространственную ориентацию и стабилизацию искусственных спутников Земли (ИСЗ) различного назначения.

Создаваемые МИЭ восстанавливающие моменты могут быть использованы для:

непосредственного управления пространственной ориентацией ИСЗ;

изменения кинетических моментов спутников по величине и направлению при стабилизации ИСЗ вращением или при гашении скоростей, получаемых в момент отделения от ракеты-носителя;

уменьшения кинетических моментов в системах с накоплением кинематического момента — в так называемых системах разгрузки двигателей-маховиков, используемых в системах ориентации.

Часто простейшие МИЭ применяются для компенсации остаточных магнитных моментов ИСЗ, если последние приводят к появлению нежелательных возмущений движения спутника относительно центра масс.

С помощью МИЭ могут быть созданы также диссипативные моменты для рассеивания энергии ротационного движения ИСЗ и демпфирования колебаний относительно положения равновесия.

Достоинство МИЭ — они не потребляют рабочее тело, запасы которого на борту ИСЗ не пополняются. Электрическая энергия для питания МИЭ может быть получена от устанавливаемых на ИСЗ солнечных батарей или изотопных источников тока. Магнитные исполнительные элементы имеют большой ресурс работы и высокую надежность ввиду отсутствия механических подвижных частей.

1. МОДЕЛЬ ГЕОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

Создаваемый МИЭ управляющий механический момент определяется выражением

$$\boldsymbol{L} = \boldsymbol{M} \times \boldsymbol{H}_з \qquad (VII.1)$$

или

$$L = MH_з \sin\alpha,$$

где M — магнитный момент МИЭ;

$H_з$ — напряженность магнитного поля Земли,

α — угол между векторами $\boldsymbol{M}$ и $\boldsymbol{H}_з$.

При проектировании систем с МИЭ обычно достаточно легко сформировать вектор $\boldsymbol{M}$, так что возможности использования МИЭ в первую очередь определяются законом изменения вектора $\boldsymbol{H}_з$. Управляющий момент максимален, если векторы $\boldsymbol{M}$ и $\boldsymbol{H}_з$ нормальны.

Рассмотрим закономерности изменения вектора $\boldsymbol{H}_з$ в орбитальной системе координат. Магнитное поле Земли приближенно можно представить полем магнитного диполя, ось которого проходит через центр Земли и наклонена к ее оси под углом $\varkappa = 11{,}4°$. Ось такого диполя проходит через точки с координатами 78,6° N; 70° W и 78,6° S; 110° E. При этом восходящий узел магнитного экватора лежит в точке 20° E. Погрешность указанного приближения на низких орбитах ИСЗ высотой примерно 250 км не превышает 12% и значительно уменьшается по мере увеличения высоты. Для такой модели, обычно вполне приемлемой для анализа свойств МИЭ, составляющие вектора $\boldsymbol{H}_з$ в орбитальной системе координат при круговой орбите имеют вид:

$$\left.\begin{aligned} H_{зox} &= \frac{M_з}{r^3} \sin i_м \cos(\omega_0 t + u_0); \\ H_{зoy} &= \frac{M_з}{r^3} \cos i_м; \\ H_{зoz} &= -\frac{2M_з}{r^3} \sin i_м \sin(\omega_0 t + u_0). \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VII.2)}$$

Модуль вектора напряженности геомагнитного поля

$$H_з = \frac{M_з}{r^3} \sqrt{1 + 3\sin^2 i_м \sin^2(\omega_0 t + u_0)}, \qquad \text{(VII.3)}$$

где $M_з$ — магнитный момент Земли;

r — расстояние от центра Земли;

$i_м$ — угол между плоскостью орбиты и плоскостью магнитного экватора;

ω_0 — орбитальная угловая скорость;

u_0 — фазовый угол между точками пересечения орбиты с плоскостями магнитного и географического экваторов.

Формулы (VII.2), (VII.3) записаны для случая, когда ось oz орбитальной системы координат является продолжением радиуса-вектора орбиты, ось ox — направлена по полету ИСЗ, а ось oy дополняет систему до правой.

Как видно из формул (VII.2) и (VII.3), напряженность геомагнитного поля возрастает по мере увеличения геомагнитной широты. Для геомагнитной полярной орбиты напряженность на полюсе в 2 раза превышает напряженность на экваторе. Например, при высоте такой орбиты 550 км $H_{з\ экв} = 0{,}243$ Э, $H_{з\ пол} = 0{,}486$ Э.

При достаточно низких орбитах, когда угловая орбитальная скорость спутника много больше угловой скорости вращения Земли, $i_м$ и u_0 в течение одного или нескольких периодов обращения ИСЗ можно считать постоянными. В этом случае проекции $H_{зox}$ и $H_{зoz}$ зави-

сят от времени, а $H_{зоy} = \text{const}$. Поскольку ось магнитного диполя не совпадает с осью Земли из-за суточного вращения Земли со скоростью $\omega_з$ и прецессии орбиты со скоростью $\omega_{пр}$, величины $i_м$ и u_0 в общем случае переменны:

$$i_м = \arccos\{\cos i \cos \varkappa + \sin i \sin \varkappa \cos[(\omega_з + \omega_{пр}) t + \lambda_0]\}; \quad \text{(VII.4)}$$

$$u_0 = \arcsin \frac{\sin \varkappa \sin[(\omega_з + \omega_{пр}) t + \lambda_0]}{\sin i_м}, \quad \text{(VII.5)}$$

где i — угол наклона плоскости орбиты к плоскости экватора;
λ_0 — начальная долгота восходящего узла магнитного экватора относительно восходящего узла исходного витка орбиты;
t — текущее время с началом отсчета в восходящем узле орбиты;
$\varkappa$ — угол между плоскостями географического и магнитного экваторов.

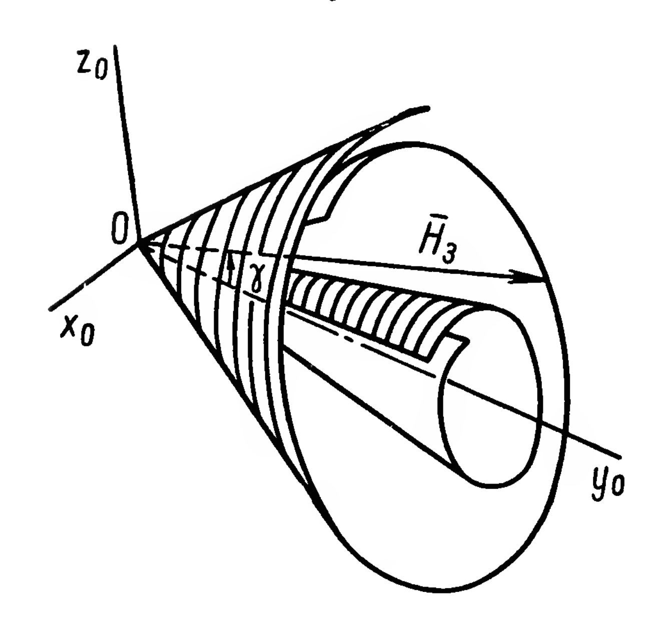


Рис. VII.1. Поверхности, описываемые вектором $H_з$ в орбитальной системе координат

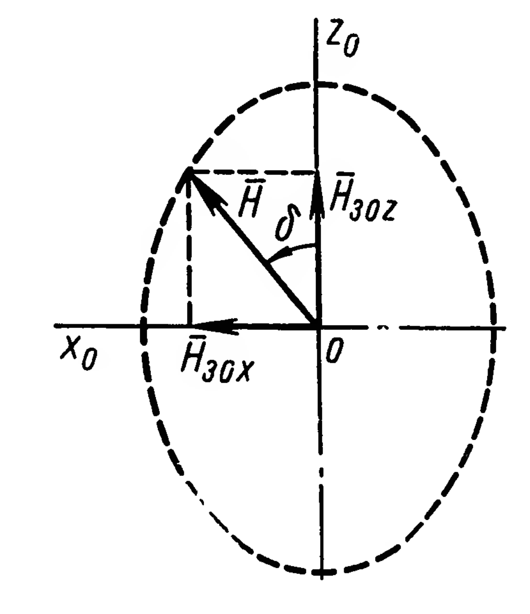


Рис. VII.2. Проекции вектора $H_з$ на плоскость x_0oz_0 орбитальной системы координат

Из формулы (VII.4) следует, что угол $i_м$ меняется в пределах от $(i + \varkappa)$, когда восходящий узел орбиты совпадает с нисходящим узлом магнитного экватора, до $(i + \varkappa)$, когда совпадают восходящие узлы. Угол $i_м$ не бывает отрицательным, так как начало его отсчета выбрано в восходящем узле орбиты относительно магнитного экватора. В соответствии с формулами (VII.2), проекция $H_{зоy}$ всегда положительна при $i < 78{,}6°$ и отрицательна при $i > 101{,}4°$. $H_{зоy}$ меняет знак в течение суток при $78{,}6° < i < 101{,}4°$. Проекции $H_{зоx}$ и $H_{зоz}$ имеют знаки, соответствующие знакам $\cos(\omega_0 t + u_0)$ и $(\omega_0 t + u_0)$.

Указанные особенности изменения составляющих вектора $\boldsymbol{H}_з$ необходимо учитывать при выборе логики работы систем с МИЭ, поскольку в соответствии с формулой (VII.1) они влияют на создаваемые МИЭ управляющие моменты.

Положение вектора $\boldsymbol{H}_з$ в орбитальной системе координат можно определить углами δ и γ (рис. VII.1 и VII.2):

$$\delta = \arcsin \frac{\cos(\omega_0 t + u_0)}{\sqrt{1 + 3\sin^2(\omega_0 t + u_0)}}; \quad \gamma = \arccos \frac{\cos i_м}{\sqrt{1 + 3\sin^2 i_м \sin^2(\omega_0 t + u_0)}}. \quad \text{(VII.6)}$$

При движении спутника по орбите вектор $\boldsymbol{H}_з$ в орбитальной системе координат, начало которой находится в центре масс ИСЗ, за один период обращения практически описывает прямой эллиптиче-

ский конус с образующей $H_з$. Высота этого конуса увеличивается с уменьшением угла при вершине. По конической поверхности вектор движется неравномерно — наиболее быстро на магнитном экваторе и медленнее на высоких широтах. В общем случае, поскольку $i_м$ непрерывно меняется, вектор $H_з$ описывает сложную коническую поверхность, которая в течение 12 ч развертывается и столько же времени свертывается.

Проекции скорости поворота вектора $H_з$ на оси орбитальной системы координат определяются выражениями:

$$\left.\begin{aligned} \omega_{моx} &= -\frac{\omega_0 \sin 2i_м \cos(\omega_0 t + u_0)}{1 + 3\sin^2 i_м \sin^2(\omega_0 t + u_0)}; \\ \omega_{моy} &= \frac{2\omega_0 \sin^2 i_м}{1 + 3\sin^2 i_м \sin^2(\omega_0 t + u_0)}; \\ \omega_{моz} &= \frac{\omega_0 \sin 2\, i_м \sin(\omega_0 t + u_0)}{2\,[1 + 3\sin^2 i_м \sin^2(\omega_0 t + u_0)]}. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VII.7)}$$

Если ось геомагнитного диполя лежит в плоскости орбиты, ориентированной по геомагнитному полю, спутник совершает два полных оборота в плоскости орбиты за один период обращения.

Модуль угловой скорости поворота вектора $H_з$ определяется выражением

$$\omega_{мо} = \frac{\omega_0 \sin^2 i_м}{1 + 3\sin^2 i_м \sin^2(\omega_0 t + u_0)} \sqrt{4 - 3\cos^2 i_м \sin^2(\omega_0 t + u_0)}. \qquad \text{(VII.8)}$$

Из формулы (VII.8) видно, что $\omega_{мо} = 0$ при $i_м = 0$ и имеет максимум при $i_м = 90°$. При $i_м = 90°$ $\omega_{моx} = \omega_{моz} = 0$. Тогда, полагая для одного витка $i_м = \text{const}$, $\omega_{моy}$ можно представить в виде

$$\omega_{моy} = \left[1 + \frac{2}{3}\cos 2(\omega_0 t + u_0) + \frac{2}{9}\cos 4(\omega_0 t + u_0) + \ldots\right]\omega_0.$$

Таким образом, скорость поворота вектора $H_з$ в плоскости орбиты имеет постоянную составляющую.

2. МАГНИТНЫЕ УПРАВЛЯЮЩИЕ МОМЕНТЫ

Магнитные моменты можно создать пассивным или активным методом, т. е. без потребления или с потреблением энергии от бортовых источников.

Наиболее часто для создания управляющего магнитного момента используется катушка с током. Так как магнитный момент пропорционален площади, охватываемой катушкой, последние обычно располагают вокруг спутника, используя в качестве каркаса катушек элементы конструкции ИСЗ. Чтобы обеспечить управляющие моменты по каждой из связанных осей спутника, на ИСЗ устанавливается три взаимно перпендикулярные катушки. Для увеличения магнитного момента или уменьшения габаритов катушку можно снабдить ферромагнитным сердечником. Однако, поскольку наилучшие параметры обеспечиваются при достаточно большом отношении длины сердечника к диаметру, могут возникнуть трудности в размещении такого

электромагнита, а также нежелательные влияния его полей на аппаратуру спутника. Кроме того, при выключении обмотки может создаваться неуправляемый магнитный момент за счет остаточного намагничивания сердечника. Для его уменьшения электромагнит можно размагнитить подачей переменного напряжения с медленно убывающей амплитудой.

Если использовать для сердечника материал с малой коэрцитивной силой и большой остаточной индукцией, то необходимый магнитный момент возможно получить подавая на катушку напряжение не постоянно, а пропуская через нее импульсы тока нужной величины и направления. Между импульсами такой МИЭ будет действовать как постоянный магнит, у которого магнитный момент определен предыдущими импульсами. Таким образом может быть достигнуто значительное снижение потребляемой мощности. Однако при этом существенно усложняется схема управления током катушки, потому что для полного размагничивания сердечника надо знать его предшествующее состояние.

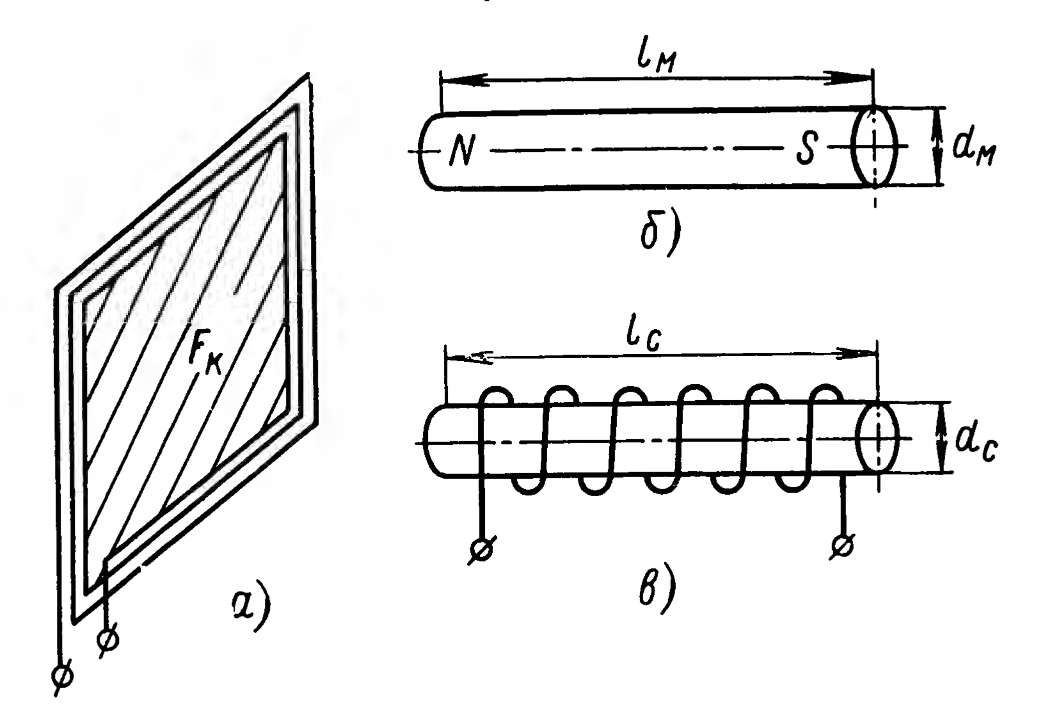


Рис. VII.3. Схемы элементов, используемых для создания магнитных управляющих моментов:

а — плоская катушка; *б* — стержневой магнит; *в* — электромагнит

Наконец, неуправляемый магнитный момент, например для осуществления ориентации одной из осей ИСЗ по вектору геомагнитного поля, легко обеспечивается с помощью постоянного магнита. Применив дополнительные электромеханические устройства, можно осуществить регулирование магнитного момента по величине и направлению.

Следует отметить, что переходные процессы в системах с применением МИЭ протекают гораздо медленнее, чем процессы в самих МИЭ, так что в подавляющем большинстве случаев достаточно знания установившихся значений магнитных моментов. По этой же причине можно не учитывать влияния токов, индуктируемых в токопроводящих каркасах катушек при коммутации тока.

Магнитный момент,[1] создаваемый плоской катушкой (рис. VII.3),

$$M_к = 0{,}1 w I F_к, \qquad \text{(VII.9)}$$

где w — число витков катушки;

I — ток;

$F_к$ — площадь катушки.

Вектор $M_к$ направлен по нормали к плоскости катушки.

---

[1] Формулы, приведенные в настоящей главе, даны в системе СГСМ; ток в А.

Сопротивление обмотки катушки

$$R_к = \frac{w \rho l_в}{a}, \qquad (VII.10)$$

где ρ — удельное сопротивление провода;
$l_в$ — средняя длина витка;
a — площадь поперечного сечения проводника.

Масса обмотки катушки

$$m_к = w l_в a D_п, \qquad (VII.11)$$

где $D_п$ — плотность проводника.

Мощность, потребляемая от источника питания,

$$P_к = I^2 R_к.$$

Можно показать, что

$$M_к = 0{,}1 \frac{F_к}{l_в} \sqrt{\frac{P_к m_к}{D_п \rho}}. \qquad (VII.12)$$

Отношение величины $F_к/l_в$ максимально у круглой катушки, для которой

$$M_к = 0{,}1 \frac{d_к}{4} \sqrt{\frac{P_к m_к}{D_п \rho}},$$

где $d_к$ — диаметр катушки.

Как видно из формулы (VII.12), для уменьшения массы и потребляемой мощности выгодно использовать материал обмоток, у которого произведение $D_п \rho$ максимально. Данные для некоторых материалов, входящие в формулу (VII.12), приведены в табл. VII.1. Как видно, для обмоток предпочтительно использовать алюминиевый провод.

Таблица VII.1

Параметры	Материал провода		
	Медь	Алюминий	Серебро
ρ, Ом · см	$1{,}72 \cdot 10^{-6}$	$2{,}82 \cdot 10^{-6}$	$1{,}62 \cdot 10^{-6}$
$D_п$, г/см^3	8,89	2,70	10,50
$\rho D_п$	$1{,}53 \cdot 10^{-5}$	$0{,}76 \cdot 10^{-5}$	$1{,}73 \cdot 10^{-5}$

Следует заметить, что произведение $P_к m_к$, обеспечивающее при выбранном материале обмотки необходимую величину $M_к$, может быть получено при разных соотношениях между $P_к$ и $m_к$. При требуемом $P_к m_к = A$ минимальная суммарная масса обмотки и источника питания обеспечивается, если

$$m_к = \sqrt{m_{ист} A},$$

где $m_{ист}$ — масса источника питания на единицу отдаваемой мощности.

Формулы для определения параметров обмоток из меди и алюминия приведены в табл. VII.2. Как видно, произведение массы обмотки на

потребляемую мощность пропорционально квадрату намагничивающей силы и, следовательно, квадрату создаваемого механического момента.

Таблица VII.2

Формула для определения параметров обмотки	Значения коэффициентов A_1, A_2, A_3	
	Медь	Алюминий
$R_к = A_1 \frac{wl_в}{a}$ [Ом]	$1{,}72 \cdot 10^{-2}$	$2{,}82 \cdot 10^{-2}$
$P_к = A_1 \frac{wl_в I^2}{a}$ [Вт]	$1{,}72 \cdot 10^{-2}$	$2{,}82 \cdot 10^{-2}$
$m_к = A_2 awl_в$ [г]	8,89	2,7
$m_к P_к = A_3 l_в^2 (Iw)^2$	$1{,}53 \cdot 10^{-3}$	$0{,}76 \cdot 10^{-3}$

Магнитный момент постоянного стержневого магнита при однородном намагничении материала определяется формулой

$$M_м = jV_м\beta = \frac{B-H}{4\pi} F_м l_м \beta, \qquad \text{(VII.13)}$$

где j — намагниченность;
$V_м$ — объем магнита;
β — коэффициент укорочения;
B — индукция в магните;
H — напряженность магнитного поля;
$F_м$ — площадь поперечного сечения магнита;
$l_м$ — длина магнита.

Величина β зависит от отношения длины магнита к площади его поперечного сечения. Для цилиндрических магнитов зависимость β от отношения длины к диаметру магнита $d_м$ приведена в табл. VII.3.

Таблица VII.3

Параметры	Значения параметров								
	Значения отношений $l_м/d_м$								
	0,6	0,8	1	2	4	6	10	20	40
β	0,93	0,91	0,89	0,84	0,81	0,79	0,77	0,76	0,76
$\frac{N}{4\pi}$	0,30	0,25	0,22	0,11	0,05	0,032	0,016	0,005	0,0009

Для уменьшения объема, а следовательно, и массы магнита надо обеспечивать максимальное значение разности $B - H$, которая определяется свойствами материала и габаритными размерами магнита. Величины B и H могут быть определены по предельным кривым размагничивания $B = f(H)$ или $(B - H) = f(H)$ выбранного материала. Для

материалов, обычно используемых для изготовления магнитов, указанные кривые размагничивания отличаются весьма мало, особенно в области больших индукций. Это позволяет, не внося заметных погрешностей, пользоваться более распространенными кривыми первого вида.

Для определения разности $B - H$, входящей в формулу (VII.13), необходимо знать состояние магнита, характеризуемое положением рабочей точки на кривой размагничивания (например, точкой A на рис. VII.4). Это состояние при отсутствии внешнего поля определяется соотношением

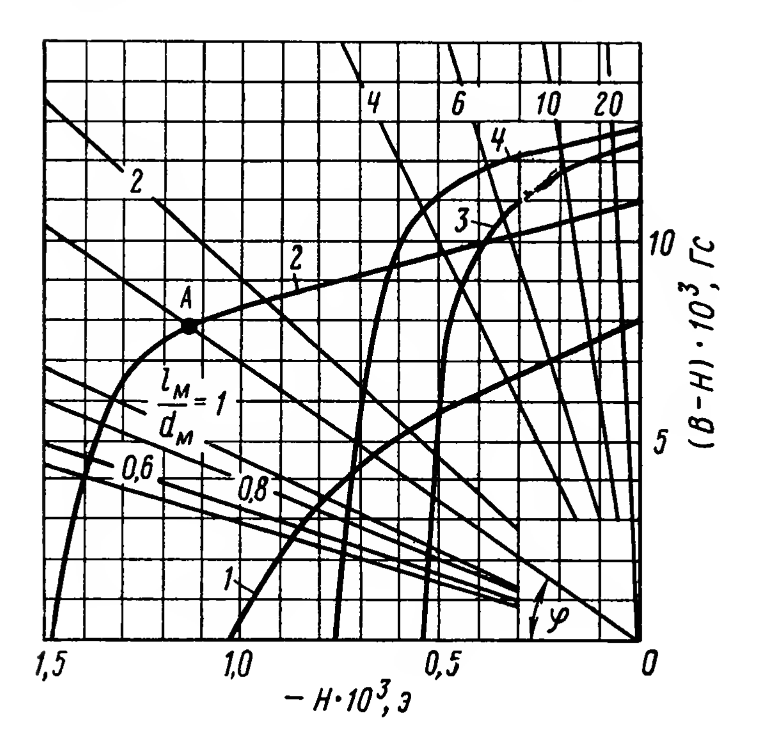


Рис. VII.4. Кривые размагничивания некоторых сплавов для постоянных магнитов:

1 — сплава ЮНДК35Т5; 2 — сплава ЮНДК35Т5БА; 3 — сплава ЮНДК24; 4 — сплава ЮНДК24БА

$$\frac{-H}{B-H} = \frac{N}{4\pi}, \qquad \text{(VII.14)}$$

где N — размагничивающий фактор, зависящий от геометрической формы и относительных размеров магнита, а также от материала магнита. Величина N может быть определена аналитически для простых форм — эллипсоидов вращения, пластин. Для других форм магнитов эта величина определяется экспериментально.

Зависимость $\frac{N}{4\pi}$ от отношения длины к диаметру цилиндрических магнитов дана в табл. VII.3. Заметим, что для шара $\frac{N}{4\pi} = 0{,}333$.

Таким образом, магнитное состояние характеризуется точкой пересечения кривой размагничивания с лучом, выходящим из начала координат и образующим с осью абсцисс угол (рис. VII.4)

$$\varphi = \operatorname{arctg}\frac{4\pi}{Np}, \qquad \text{(VII.15)}$$

где p — отношение масштабных коэффициентов по осям ординат и абсцисс.

Формула (VII.13) и соответствующие кривые размагничивания позволяют определить объем магнита, создающего требуемый магнитный момент.

Масса магнита

$$m_м = F_м l_м D_м, \qquad \text{(VII.16)}$$

где $D_м$ — плотность материала магнита.

Для наиболее распространенных материалов $D_м \approx 8$ г/см³. При выборе материала и формы магнита следует обеспечивать максимальное значение удельного момента

$$\frac{M_м}{m_м} = \frac{\beta}{D_м}\frac{B-H}{4\pi}, \qquad \text{(VII.17)}$$

определяемого в первую очередь вторым сомножителем в правой части формулы (VII.17). Удельный момент возрастает по мере увеличения отношения $\frac{l_м}{d_м}$. В большинстве случаев момент быстро увеличивается до определенного отношения $\frac{l_м}{d_м}$, после чего увеличение резко замедляется. Например, для магнита из сплава ЮНДК35Т5БА удельный момент быстро возрастает до $\frac{l_м}{d_м} \approx 2$, для магнита из ЮНДК25БА — до $\frac{l_м}{d_м} \approx 6$ (рис. VII.4). Максимальное значение удельного момента увеличивается с уменьшением коэрцитивной силы и увеличением остаточной индукции. Большие значения удельного момента обеспечиваются при использовании длинных магнитов из материала с большой остаточной индукцией. Для коротких магнитов выгоднее использовать материал с большей коэрцитивной силой.

При определении параметров электромагнита, имеющего стержневой сердечник с равномерно расположенной на нем обмоткой, применима формула (VII.13). Для получения высокого удельного момента материал сердечника должен обладать большой индукцией насыщения, а для уменьшения неуправляемого момента при выключении обмотки возбуждения — минимальной остаточной намагниченностью. Таким требованиям удовлетворяют сплавы пермаллоидного типа, например 50НП, 65НП.

Магнитное состояние сердечника определяется соотношением

$$\frac{H_к - H}{B - H} = \frac{N}{4\pi}, \qquad \text{(VII.18)}$$

где $H_к$ — напряженность поля, создаваемого обмоткой. Если сердечник не насыщен, то $H \ll H_к$, $H \ll B$,

$$\frac{H_к}{B} = \frac{N}{4\pi}. \qquad \text{(VII.19)}$$

Формулы (VII.18) или (VII.19) позволяют определить необходимую величину напряженности магнитного поля, которую должна создавать обмотка для получения заданной индукции в сердечнике.

Если длина сердечника $l_с$ гораздо больше его диаметра $d_с$, обмотка на нем распределена равномерно (рис. VII.3), то напряженность поля в сердечнике

$$H_к = \frac{0{,}4\pi I w}{l_с}. \qquad \text{(VII.20)}$$

Используя формулы (VII.20), (VII.18) и (VII.13) можно найти зависимость намагничивающей силы от требуемого магнитного момента $M_с$:

$$I w = \frac{10 M_с N}{F_с \beta 4\pi}, \qquad \text{(VII.21)}$$

где $F_с$ — площадь сердечника.

Для определения параметров обмотки воспользуемся табл. VII.2. Как видно из формулы (VII.21) и табл. VII.3, для уменьшения намаг-

ничивающей силы и, следовательно, массы электромагнита, следует использовать сердечники с большим отношением длины к диаметру.

Например, для электромагнита с магнитным моментом $2 \cdot 10^5$ СГСМ, имеющего сердечник из пермаллоя 50 Н объемом 170 см³ и массой 1350 г при $\frac{l_c}{d_c} = 8{,}6$ масса обмотки составляет 4500 г, а потребляемая мощность 27 Вт. При $\frac{l_c}{d_c} = 170$ соответственно 300 г и 2,7 Вт.

3. ДИССИПАТИВНЫЕ МОМЕНТЫ

Диссипативные моменты с помощью МИЭ могут быть созданы при движении жестко установленных на ИСЗ МИЭ относительно геомагнитного поля или при движении спутника относительно МИЭ, стремящегося ориентироваться по вектору геомагнитного поля.

Для реализации первого метода на ИСЗ устанавливаются длинные стержни из материалов с высокой магнитной проницаемостью. Вследствие эффекта размагничивания такой стержень намагничивается геомагнитным полем только вдоль своей оси. При этом, во-первых, возникает магнитный момент

$$M_c = V_c j_c (H_з \cos \alpha) \qquad \text{(VII.22)}$$

и соответствующий восстанавливающий механический момент

$$L = H_з V_c j_c (H_з \cos \alpha) \sin \alpha. \qquad \text{(VII.23)}$$

Во-вторых, при перемагничивании стержней рассеивается энергия движения спутника относительно центра масс за счет потерь на гистерезис в материале стержней. Эти потери зависят от величины максимальной напряженности магнитного поля внутри стержней, на которую влияют магнитные поля, создаваемые аппаратурой спутника, а также взаимное расположение стержней, от геометрических размеров и материала стержней, от начальной намагниченности [6].

Потери на гистерезис в стержнях максимальны, если намагничивающая сила при движении спутника относительно центра масс меняет свое направление. Поэтому гистерезисные стержни рационально использовать для гашения энергии ротационного движения ИСЗ относительно геомагнитного поля и для рассеивания энергии колебательного движения в системах магнитной стабилизации. В последнем случае для повышения эффективности стержни целесообразно располагать перпендикулярно вектору магнитного момента МИЭ, создающего восстанавливающие моменты.

В системах орбитальной ориентации магнитные гистерезисные стержни не нашли широкого применения из-за создаваемых или возмущающих моментов и уменьшения эффективности рассеивания энергии, что связано с постоянным изменением направления вектора $\boldsymbol{H}_з$ в орбитальной системе координат.

Поскольку кривые перемагничивания неодинаковы и, кроме того, могут иметь место частные циклы перемагничивания, не полу-

чено простых аналитических зависимостей, позволяющих оценить демпфирующее действие стержней.

Второй метод реализуется установкой на ИСЗ устройства, показанного на рис. VII.5. Это устройство, названное магнитный демпфер (МД), состоит из жестко связанного со спутником корпуса *1*, в сферическую полость которого свободно помещен сферический кожух *2* с жестко закрепленным в нем постоянным магнитом *3*. Корпус выполнен из немагнитного материала, так что магнит может ориентироваться по вектору напряженности геомагнитного поля. При относительном вращении корпуса и кожуха возникает диссипативный момент. Необходимым условием для этого является наличие трения между кожухом и корпусом. В приборе может быть использовано как вязкое, так и сухое трение. Однако в последнем случае возникают трудности, связанные с обеспечением необходимой стабильности коэффициента трения и наличием зоны нечувствительности у прибора.

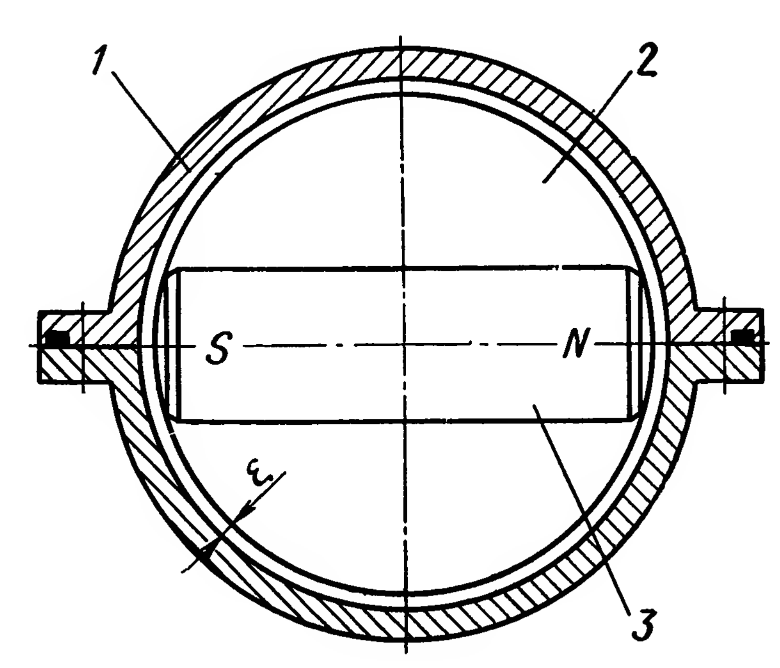


Рис. VII.5. Принципиальная схема магнитного демпфера

Для обеспечения работоспособности МД должен быть вынесен со спутника на расстояние, исключающее взаимодействие магнита с ферромагнитными элементами ИСЗ. Кроме того, поскольку эффективность МД падает при увлечении кожуха во вращение, целесообразно, чтобы механический момент, развиваемый при взаимодействии магнита МД с геомагнитным полем, был больше момента трения между кожухом и корпусом при максимально возможных скоростях вращения ИСЗ относительно центра масс.

Вязкое трение в МД создается либо с помощью жидкости, залитой в зазор ε между кожухом и корпусом, либо за счет вихревых токов, возникающих в токопроводящем корпусе при вращении магнита. Соответствующие МД получили название жидкостных и индукционных.

Действие МД характеризуется коэффициентом демпфирования, который определяется величиной диссипативного момента, возникающего при единичной угловой относительной скорости кожуха и корпуса.

Коэффициент демпфирования жидкостного МД при концентрическом расположении кожуха в корпусе определяется выражением

$$K_д = \frac{8}{3}\pi\frac{\mu r_0^4}{\varepsilon}, \qquad \text{(VII.24)}$$

где r_0 — радиус кожуха;

μ — вязкость жидкости;

ε — зазор между кожухом и корпусом.

Например, при $r_0 = 6$ см, $\varepsilon = 0{,}4$ см, $\mu = 10$ Пз $K_д = 27 \cdot 10^4$ дин·см·с.

Коэффициент демпфирования жидкостного МД существенно зависит от неконцентричности расположения кожуха в корпусе. Для под-

держания концентричности, во-первых, обеспечивают нулевую остаточную плавучесть кожуха, выбирая средний удельный вес кожуха равным удельному весу применяемой жидкости. Это позволяет исключать возникновение больших прижимающих усилий при ротационном движении ИСЗ. Во-вторых, обеспечивают принудительную центровку кожуха с помощью каких-либо дополнительных устройств. С этой целью, например, облицовывают внутреннюю поверхность корпуса диамагнитными материалами, висмутом или графитом, а в кожухе размещают дополнительные магниты, создающие силы благодаря выталкиванию диамагнитного материала из неоднородного поля. В частности, для обеспечения момента, ориентирующего кожух, и центрирующих сил можно разместить в кожухе три взаимно перпендикулярных стержневых магнита.

Другой причиной нестабильности коэффициента демпфирования жидкостного МД является температурное изменение вязкости демпфирующей жидкости. Так, у широко используемых полиметилсилоксановых жидкостей зависимость вязкости от температуры приближенно описывается формулой

$$\mu = Ae^{-kT}, \qquad \text{(VII.25)}$$

где T — абсолютная температура;
A, k — постоянные.

Например, вязкость жидкости ПМС-2500 (μ = 2500 сПз при +20° С) изменяется от 11575 сПз при —40° С до 627 сПз при + 100° С, т. е. примерно в 18 раз.

Существенная температурная зависимость величины $K_д$ является основным недостатком МД жидкостного типа, вызывающим в большинстве случаев необходимость специальных мер для стабилизации температуры МД.

Достоинство МД жидкостного типа по сравнению с МД индукционного типа заключается в независимости толщины корпуса, а в известной мере и весе МД, от величины коэффициента демпфирования.

Коэффициент демпфирования МД индукционного типа, имеющего корпус толщиной Δr и магнит в виде эллипсоида вращения с осями $l_э > d_э = e_э$ ($l_э = 2r_0$) определяется формулой

$$K_д = 2{,}67\pi \cdot 10^{-9} \frac{M_м^2 c}{\rho_к r_0 (1+c)} \left\{ K_1 + \frac{12K_2^2 [1+c)^5 - 1]}{35 c r_0^4 (1+c)^4} + \right.$$
$$\left. + \frac{3K_3^2 [(1+c)^9 - 1]}{11 c r_0^2 (1+c)^8} \right\}, \qquad \text{(VII.26)}$$

где $M_м$ — магнитный момент магнита;
$\rho_к$ — удельное сопротивление материала корпуса;

$$c = \frac{\Delta r}{r}, \quad K_1 = 1, \quad K_2 = \frac{3d_э^2}{20} \left(\frac{l_э^2}{d_э^2} - 1 \right), \quad K_3 = \frac{3d_э^4}{112} \left(\frac{l_э^2}{d_э^2} - 1 \right)^2.$$

В формуле (VII.26) учтены пять членов разложения магнитного потенциала по сферическим функциям.

Как известно, цилиндрический магнит длиной $l_м$ и диаметром $d_м$ при $\frac{l_м}{d_м} > 3$ с достаточной точностью может быть представлен магни-

том в виде эллипсоида вращения с осями $l_м$ и $d_м$. Это позволяет использовать формулу (VII.26) для расчета МД и с цилиндрическими магнитами.

При использовании шарового магнита формула (VII.26) упрощается:

$$K_д = 2{,}67\pi \cdot 10^{-9} \frac{M_м^2 c}{\rho_к r_0 (1+c)}. \qquad \text{(VII.27)}$$

Рационально выбирать параметры МД таким образом, чтобы требуемый коэффициент демпфирования обеспечивался при минимальных размерах и весе прибора. Поскольку наибольший магнитный момент в объеме полости корпуса обеспечивается при использовании шарового магнита из сплава с большой коэрцитивной силой (см. рис. VII.4), жидкостный или индукционный МД с шаровыми магнитами будут иметь меньшие габаритные размеры, чем МД с магнитами другой формы.

Масса МД с шаровым магнитом в предположении, что зазор между магнитом и корпусом отсутствует, равна

$$m_ш = \frac{4}{3}\pi r_0^3 D_м \left[1 - \frac{D_{корп}}{D_м} + \frac{D_{корп}}{D_м}(1+c)^3\right], \qquad \text{(VII.28)}$$

где $D_{корп}$ и $D_м$ — плотности материала корпуса и магнита. При выполнении корпуса из наиболее распространенных материалов с малым удельным сопротивлением (меди и алюминия) — масса МД с шаровым магнитом соответственно равна:

$$m_1 = m_0 [1{,}11 (1+c)^3 - 0{,}11];$$
$$m_2 = m_0 [0{,}34 (1+c)^3 - 0{,}66],$$

где $m_0 = 32/3\pi r_0^3$ — масса шарового магнита ($D_м = 8$ г/см^3).

Для любой заданной величины $K_д$ минимальная масса МД обеспечивается при $c = 0{,}19$ для медного корпуса и $c = 0{,}36$ для алюминиевого корпуса. При одинаковой величине $K_д$ меньшую массу имеет прибор с алюминиевым корпусом, а меньшие габаритные размеры — с медным.

Например: при $K_д = 6 \cdot 10^6$ дин · см · с
$m_1 = 1060$ г, $r_0 = 6$ см, $\Delta r = 1{,}2$ см;
$m_2 = 930$ г, $r_0 = 6$ см, $\Delta r = 2{,}1$ см.

Если в МД применен цилиндрический магнит диаметром $d_м$ и длиной $l_м = 2r_0$, помещенный в кожух из алюминия толщиной $0{,}05\ r_0$, то масса прибора

$$m_ц \approx m_м \left\{1 + \frac{1}{10}\frac{D_к}{D_м}\left(\frac{l_м}{d_м}\right)^2 + \frac{2}{3}\frac{D_к}{D_м}\left(\frac{l_м}{d_м}\right)^2 [1+c)^3 - 1]\right\}, \qquad \text{(VII.29)}$$

где $m_м$ — масса магнита.

При $\frac{l_м}{d_м} = 3$ минимальная масса обеспечивается при $c = 0{,}1$ для медного корпуса и $c = 0{,}15$ для алюминиевого корпуса.

Удельный магнитный момент характеризуется отношением магнитного момента цилиндрического магнита, вписанного в шар диаметром $2r_0$,

$$\frac{M_{\text{м}}}{(2r_0)^3} = 0{,}0625\,(B - H)\,\frac{l_{\text{м}}}{d_{\text{м}}}\,R_s\left(1 + \frac{l_{\text{м}}^2}{d_{\text{м}}^2}\right)^{-\frac{3}{2}}. \qquad \text{(VII.30)}$$

Для материалов, кривые размагничивания которых показаны на рис. VII.4, удельный момент максимален при $\frac{l_{\text{м}}}{d_{\text{м}}} = 1 \div 1{,}5$. Благодаря лучшему использованию магнитного материала масса МД при цилиндрическом магните получается меньшей. Большой выигрыш в массе дает и использование высококачественных материалов. Например, магнитный момент 10^5 ед. СГСМ обеспечивается шаровым магнитом диаметром 10 см из сплава ЮНДК35Т5 при массе $\approx 3{,}5$ кг и вписанным в сферу того же диаметра цилиндрическим магнитом из сплава ЮНДК35Т5БА при массе 1 кг.

Для МД с цилиндрическими магнитами, как и для МД с шаровыми магнитами, использование алюминиевого корпуса приводит к уменьшению массы, а медного — к уменьшению габаритных размеров.

Коэффициент демпфирования МД индукционного типа практически не зависит от концентричности расположения кожуха в корпусе, что исключает необходимость принудительной центровки кожуха. В диапазоне температур, характерном для приборов, устанавливаемых на ИСЗ, все параметры, определяющие величину коэффициента демпфирования в формулах (VII.26), (VII.27), можно считать постоянными, за исключением удельного сопротивления корпуса.

Как известно,

$$\rho_t = \rho_0\,(1 + \alpha t), \qquad \text{(VII.31)}$$

причем $\alpha \approx 4 \cdot 10^{-3}$ 1/град.

Из сравнения формул (VII.25) и (VII.31) следует, что при изменении температуры коэффициент демпфирования у индукционного МД изменяется меньше, чем у жидкостного.

При использовании магнитных успокоителей необходимо учитывать, что они не демпфируют составляющих скоростей, направленных по вектору магнитных моментов магнитов. Полагая, что вектор магнитного момента МД совпадает с вектором $\boldsymbol{H}_{\text{з}}$ и вводя связанную с магнитом правую прямоугольную систему координат, ось oy которой совпадает с направлением магнитного момента, коэффициент демпфирования можно представить в виде

$$T_{\text{д}} = K_{\text{д}}\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \qquad \text{(VII.32)}$$

Когда МД применяется в составе системы, ориентирующей одну из осей спутника по вектору $\boldsymbol{H}_{\text{з}}$, отсутствует непосредственное демпфирование колебаний вокруг ориентируемой оси.

При ротационном движении или установившейся орбитальной ориентации ИСЗ МД демпфирует составляющие скорости по всем осям,

поскольку при полете спутника направление вектора $H_з$ в связанной системе координат непрерывно меняется. По этой же причине в системах орбитальной ориентации МД, помимо демпфирующих, создает возмущающие моменты, которые при отсутствии ошибок ориентации обусловлены составляющими скорости, определяемыми формулами (VII.7). Для этого случая возмущающий момент от МД в связанной со спутником системе координат может быть представлен в виде

$$L_{вс} = T_{ом} T_{д} \left\{ T_{1\gamma} \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\delta} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\gamma} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \right\}, \qquad \text{(VII.33)}$$

где

$$T_{ом} = \begin{bmatrix} \cos\delta & \sin\gamma\sin\delta & \cos\gamma\sin\delta \\ 0 & \cos\gamma & -\sin\delta \\ -\sin\delta & \sin\gamma\sin\delta & \cos\gamma\cos\delta \end{bmatrix}$$

и

$$T_{1\gamma} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\gamma & \sin\gamma \\ 0 & -\sin\gamma & \cos\gamma \end{bmatrix} -$$

матрицы перехода из магнитной системы координат в орбитальную.

При выборе величины $K_д$ успокоителей, используемых в системах орбитальной ориентации, необходимо удовлетворить противоречивые требования: для уменьшения длительности ротационного движения, предшествующего установлению ориентации, $K_д$ необходимо увеличивать, а для уменьшения ориентации в установившемся режиме — уменьшать. Это достигается использованием МД с переменными коэффициентами демпфирования. Изменение коэффициента демпфирования возможно осуществить как в жидкостных, так и в индукционных МД изменением во времени различных параметров, входящих в формулы (VII.24) и (VII.26)

4. ПРИМЕРЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МАГНИТНЫХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Пассивные магнитные системы стабилизации. Примером такой системы может служить система управления положением спутника [2]. Система состоит из двух постоянных магнитов, установленных параллельно стабилизуемой оси ИСЗ, и четырех гистерезисных стержней, расположенных в экваториальной плоскости магнитов и образующих замкнутый контур (рис. VII.6). За счет взаимодействия постоянных магнитов с геомагнитным полем создается восстанавливающий момент, стремящийся стабилизировать ось oz ИСЗ по направлению вектора $H_з$. Вращение, сообщаемое спутнику системой отделения, и колебания относительно стабилизированного положения демпфируются за счет гистерезисных потерь в стержнях. Система обеспечивает точность стабилизации $\pm 5°$.

Постоянные магниты отлиты из сплава «Альнико-600». Длина магнита 200 мм, максимальный диаметр 21 мм. Для увеличения ста-

бильности магниты предварительно размагничиваются на 5—10% в переменном поле. Суммарный магнитный момент магнитов приблизительно равен 10^5 ед. СГСМ.

Гистерезисные стержни изготовлены из материала «Permenorm 5000 НЗ». Длина стержня 600 мм, диаметр 2 мм. Расположение демпфирующих стержней в виде квадрата при плотном магнитном контакте между концами стержней позволило увеличить потери на гистерезис в каждом стержне в 2,5 раза по сравнению с отдельно расположенными стержнями.

Гравитационные системы стабилизации. В системах этого типа МИЭ используются, во-первых, для уменьшения энергии вращения, сообщаемой спутнику системой отделения. Во-вторых, для осуществления начальной стабилизации ИСЗ по направлению вектора $\boldsymbol{H}_з$ с целью обеспечения однозначности гравитационной стабилизации. В-третьих, для демпфирования колебаний в процессе гравитационной стабилизации.

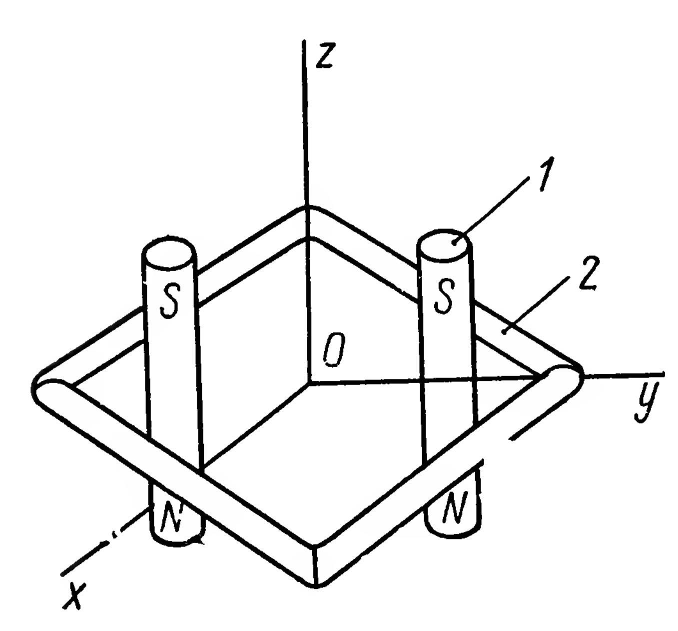


Рис. VII.6. Схема расположения магнитных управляющих элементов на ИСЗ:

1 — постоянные магниты; *2* — гистерезисные стержни

Например, на первых спутниках, оснащенных гравитационными системами стабилизации, для создания диссипативных моментов использовались четыре гистерезисных стержня, крестообразно расположенных в плоскости, перпендикулярной оси, ориентируемой по местной вертикали [3]. Длина стержня 1200 мм, диаметр 2,8 мм. Стержни выполнялись из пермаллоя с содержанием 47,5% никеля и 52, 5% железа. На дальнейших модификациях спутника стержни имели длину 1470 мм и диаметр 2,7 мм. Это позволило обеспечить примерно вдвое больше потери на гистерезис.

Для создания восстанавливающих моментов на указанных спутниках использовался электромагнит, вектор магнитного момента которого перпендикулярен гистерезисным стержням. Электромагнит включался после того, как с помощью гистерезисных стержней энергия ротационного движения снижалась до уровня, позволяющего перейти к магнитной стабилизации.

После того, как с помощью электромагнита и гистерезисных стержней осуществлялась магнитная стабилизация, в области высоких широт, где направление геомагнитного поля близко к местной вертикали, электромагнит отключался и происходило формирование эллипсоида инерции ИСЗ, необходимого для обеспечения гравитационной стабилизации. Демпфирование колебаний в режиме гравитационной стабилизации осуществлялось с помощью дополнительных устройств, рассеивающих энергию либрационных колебаний, и, отчасти, благодаря гистерезисным стержням. Применение дополнительных демпфирующих устройств объясняется тем, что использование для демпфирования только гистерезисных стержней требует увеличения их объема

и приводит к большим ошибкам стабилизации из-за возрастания магнитного возмущающего момента.

В рассматриваемых системах сердечник электромагнита изготовлен из неотожженного железа Армко [1]. Размагничивание сердечника электромагнита обеспечивается за счет появления в его обмотке медленно затухающего переменного тока благодаря параллельному подключению конденсатора. Свойства материала сердечника выбраны так, чтобы он не размагничивался геомагнитным полем.

В гравитационных системах стабилизации спутников типа «Геос» для создания диссипативных моментов, как в режиме предварительного успокоения после отделения от ракеты-носителя, так и в режиме либрационных колебаний использовались жидкостные МД, подобные описанным выше [1].

Стабилизация ИСЗ вращением. При вращении в геомагнитном поле спутник теряет кинетическую энергию за счет возникновения вихревых токов в токопроводящих частях и потерь на гистерезис в ферромагнитных материалах. Для поддержания постоянства скорости вращения требуется создавать момент, компенсирующий действие диссипативного момента. Блок-схема одной из систем стабилизации угловой скорости вращения ИСЗ показана на рис. VII.7. В этой системе сигналами магнитометров *1*, расположенных по осям спутника *ox* и *oy*, перпендикулярным оси вращения *oz*, через усилительно-преобразующие устройства *2*, управляются исполнительные органы — электромагниты, также установленные по осям *ox* и *oy*. Параметры элементов системы выбираются таким образом, чтобы суммарный вектор магнитного момента электромагнитов, лежащий в плоскости *xoy*, был перпендикулярен проекции вектора $\boldsymbol{H}_з$ на эту плоскость, замеряемой магнитометрами. При этом механический момент, создаваемый по оси *oz* спутника, максимален. В зависимости от фазировки сигналов этот момонт может увеличивать или уменьшать скорость вращения ИСЗ. Регулирование скорости вращения можно производить по командам с Земли или по сигналам с измерительных устройств, установленных на борту ИСЗ.

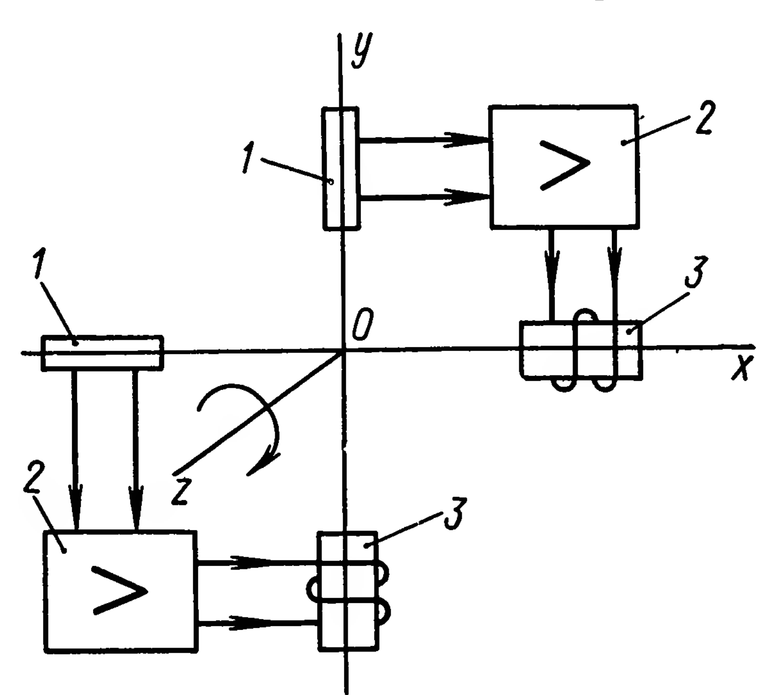


Рис. VII.7. Схема магнитной системы управления скоростью вращения ИСЗ по оси *oz*:

1 — магнитометры; *2* — усилительно-преобразующие устройства; *3* — магнитные исполнительные элементы

Ориентация оси вращения может быть осуществлена созданием на ИСЗ с помощью какого-либо МИЭ магнитного управляющего момента, направленного по оси вращения. При его взаимодействии с вектором $\boldsymbol{H}_з$ возникает механический управляющий момент, вызывающий прецессию оси вращения.

---

[1] Магнитный момент электромагнита $2{,}5 \cdot 10^4$ ед. СГСМ. Остаточный магнитный момент после отключения 10^2 ед. СГСМ.

Описанная система применена на ИСЗ [1]. Магнитный момент электромагнитов, регулирующих скорость вращения, в этой системе равен 10^4 ед. СГСМ, потребляемая системой мощность 2 Вт, масса системы 1,8 кг. Для ориентации оси вращения на указанном ИСЗ применены установленные параллельно ей постоянный магнит с магнитным моментом $2{,}5 \cdot 10^4$ ед. СГСМ и электромагнит с сердечником, обладающим большой остаточной индукцией и малой коэрцитивной силой. После пропускания импульсов тока через обмотку у электромагнита создавался остаточный магнитный момент $\pm 2{,}5 \cdot 10^4$ ед. СГСМ в зависимости от направления тока. Таким образом, суммарный магнитный момент, используемый для ориентации оси вращения ИСЗ, по командам с Земли мог устанавливаться равным 0 или $5 \cdot 10^4$ ед. СГСМ, причем не требовался постоянный расход электроэнергии. Сердечник электромагнита выполнен из сплава А-6, отношение длины сердечника к диаметру 40, масса с обмотками 700 г.

На ИСЗ типа «Тирос» для ориентации оси вращения используется катушка с током, магнитный момент которой направлен на оси вращения, для регулирования скорости вращения — вторая катушка, магнитный момент которой направлен перпендикулярно оси вращения. Величина тока в катушках изменяется по командам с Земли [1].

ЛИТЕРАТУРА

1. **Автоматическое** управление космическими летательными аппаратами. Перевод с англ. Под ред. Б. Н. Петрова и И. С. Уколова. М., «Наука», 1968, с. 148—240.
2. **Управление** космическими аппаратами и кораблями. Под ред. Б. Н. Петрова и И. С. Уколова. М., «Наука», 1971, с. 299—333.
3. **Проблемы** ориентации искусственных спутников Земли. Перевод с англ. Под ред. В. А. Боднера. М., «Наука», 1966, с. 283—323.
4. **Сливинская А. Г., Гордон А. В.** Постоянные магниты. М. — Л., «Энергия», 1965, 127 с.
5. **Яновский Б. М.** Земной магнетизм. Изд. Ленинградского университета. Том I, 1964, с. 2—141.
6. **Fischell R. E.** Magnetic Damping of the Angular.Motions of Earth Satellites. «ARS Journal», vol. 31, N9, September, 1961, p.p. 1210—1217.
7. **Glass M. S.** Principles of Design of Magnetic Devices for Attitude Control of Satellites. «The Bell System Technical Journal», vol. XLVI, N5, May — June 1967, p.p. 893—912.

РАЗДЕЛ II

ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ И ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА И СЕРВОМЕХАНИЗМЫ

В этом разделе рассмотрены гидравлические и пневматические исполнительные устройства и сервомеханизмы следующих типов: гидравлические с дроссельным управлением, гидравлические с объемным управлением, пневматические, газовые и многоступенчатые.

Гидравлические и пневматические исполнительные устройства характеризуются более высокой удельной мощностью (т. е. мощностью на единицу массы), чем электрические исполнительные устройства с электронными, магнитными и электромашинными усилителями. Для гидравлических и пневматических устройств она равна в среднем 10 кВт/кгм, а для электромеханических — 1,0 кВт/кгм. Как следствие, динамические характеристики гидравлических и пневматических систем существенно превосходят соответствующие характеристики электромеханических систем. Высокая надежность в течение продолжительного времени работы; возможность плавного изменения выходных параметров в достаточно широких пределах; простота преобразования энергии потока жидкости или газа в механическую мощность на выходе исполнительного устройства, устойчивость к вибрациям и другие показатели также являются достоинствами гидравлических и пневматических исполнительных устройств и сервомеханизмов.

В начале раздела даны общие сведения, необходимые для выбора и расчета исполнительных устройств перечисленных выше типов (их энергетический расчет рассмотрен в гл. XIV). В гл. XIII приведен анализ работы гидравлического сервомеханизма на нижнем пределе диапазона регулирования.

Кроме того, отдельная глава (гл. XV) посвящена механическим передачам и регулирующим органам.

ГЛАВА VIII

ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ И ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА И СЕРВОМЕХАНИЗМЫ

Рассмотрение автономного сервомеханизма, имеющего ограниченную мощность источника энергии, позволяет получать решения только первого приближения, уточнения которых требуют одновременного рассмотрения и сервомеханизма, и источника энергии. Дальнейшие уточнения решений требуют рассмотрения иногда сложных цепей сервомеханизмов, каналов передачи информации и энергии, замыкающихся в соответствующих исполнительных подсистемах САУ. Поэтому получение точных решений динамических свойств систем автоматического регулирования, обычно включающих ряд сервомеханизмов требует их анализа как в информационном, так и в энергетических аспектах.

Возможность исследования энергетических свойств сервомеханизмов требует анализа по крайней мере двух сопряженных фазовых координат выхода — регулируемая координата $v(t)$ и нерегулируемая промежуточная координата $r(t)$, определяющая эффективные момент или усилие исполнительного двигателя. Эти фазовые координаты называются сопряженными, поскольку их произведение оценивает эффективную мощность исполнительного двигателя.

Сервомеханизм представляет собой преобразователь энергии с числом входных и выходных переменных не менее четырех. Рассмотрение изолированного сервомеханизма или совокупности ряда сервомеханизмов, входящих в общую систему автоматического регулирования, обусловлены конкретными особенностями решаемой задачи, которые не должны противопоставляться. Не следует также противопоставлять способы коррекции динамических характеристик изолированного сервомеханизма или группы сервомеханизмов, входящих в общую систему автоматического регулирования, а также коррекции этой системы в целом.

Анализ и синтез сервомеханизмов как многополюсников, а также учет их взаимовлияния приводит к необходимости учета по крайней мере двух нелинейностей типа перемножения переменных при реализации каждой регулируемой переменной входа. Поэтому аппроксимация свойств сколь-нибудь сложной системы автоматического регулирования, включающей несколько сервомеханизмов при помощи

линейного описания одного «эквивалентного» сервомеханизма, всегда приближенна и значения коэффициентов описывающего уравнения зависят также и от вида сигнала, передаваемого системой автоматического регулирования [17].

1. КЛАССИФИКАЦИЯ ГИДРАВЛИЧЕСКИХ И ПНЕВМАТИЧЕСКИХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ И СЕРВОМЕХАНИЗМОВ

Классификация гидравлических и пневматических сервомеханизмов может быть выполнена на базе различных признаков.

В зависимости от идеализации, принятой при математическом описании, сервомеханизмы подразделяются на два класса: линейные и нелинейные (рис. VIII.1). Линейные сервомеханизмы описываются

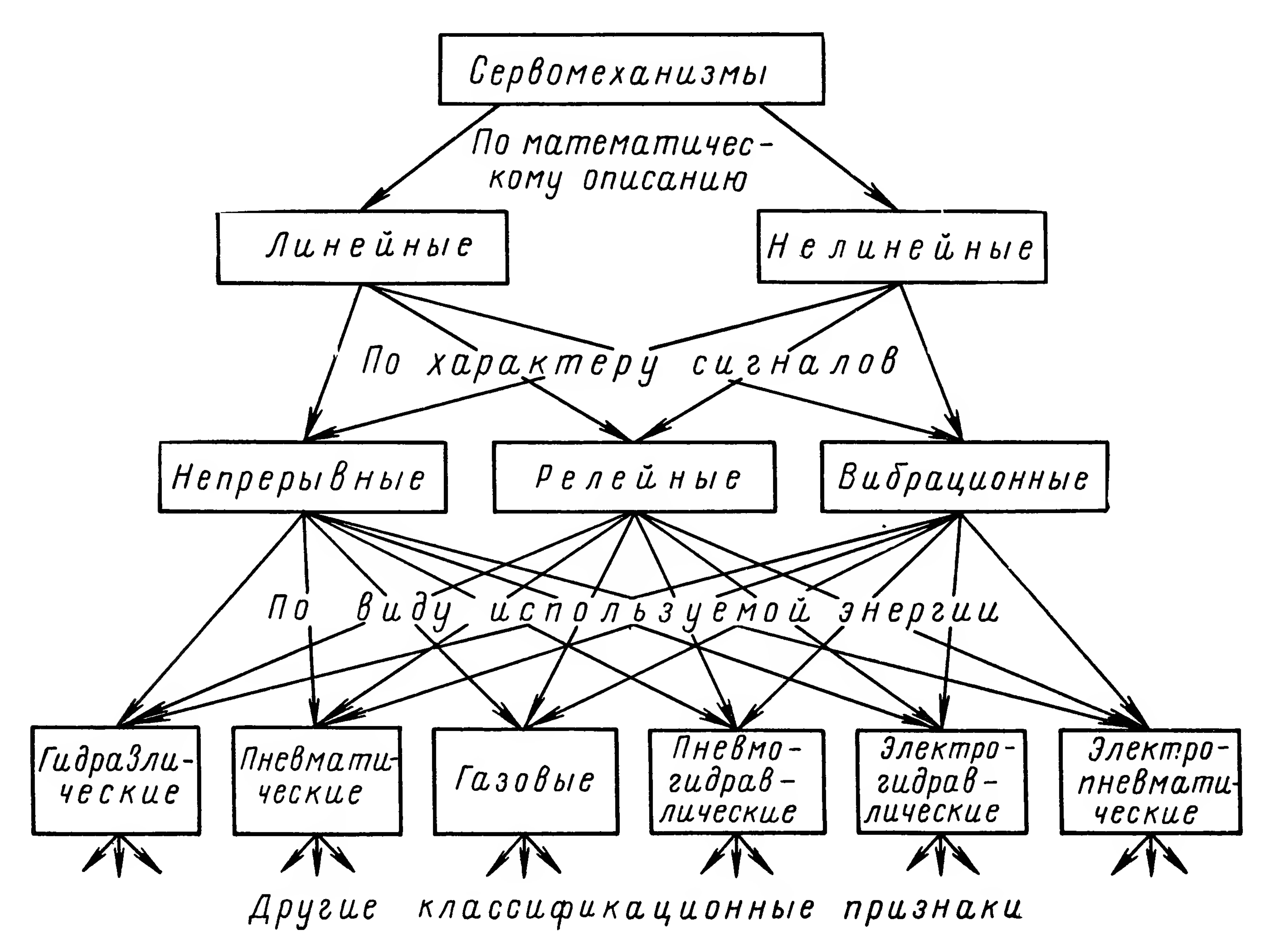


Рис. VIII.1. Общая классификация гидравлических и пневматических сервомеханизмов

линейными дифференциальными уравнениями, нелинейные сервомеханизмы — нелинейными уравнениями. В свою очередь, нелинейные сервомеханизмы подразделяются на однокаскадные и двухкаскадные (рис. VIII.2). Динамическая модель однокаскадного сервомеханизма, общая структурная схема которого приведена на рис. VIII.2, *а*, включает в себя нелинейный элемент *1*, линейную часть *2* и обратную связь *3*. При этом характеристика нелинейного элемента может иметь сложный вид, поскольку в ней иногда сочетаются нелинейности нескольких устройств, например измерительного и усилительного устройств.

Линейная часть в модели однокаскадного сервомеханизма обычно описывается уравнением второго или третьего порядка. Обратная связь может осуществляться по различным законам в зависимости от предъявляемых к сервомеханизму требований.

Динамическая модель двухкаскадного сервомеханизма, общая структурная схема которой показана на рис. VIII.2, *б*, содержит два звена (каскада), включающие нелинейную характеристику и линейную часть. Здесь *1* и *3* — нелинейные характеристики; *2* и *4* — линейные части; *5* и *6* — обратные связи. Иногда в двухкаскадных сервомеханизмах применяется дополнительная обратная связь, охватывающая один из каскадов усиления. Линейные части в двухкаскадных сервомеханизмах описываются уравнениями более низкого порядка, обычно первого. Обратные связи, как основная, так и местная, осуществляются по различным законам в зависимости от требований, предъявляемых к динамике сервомеханизма. Нелинейные характеристики являются либо типовыми, либо различными сочетаниями из них.

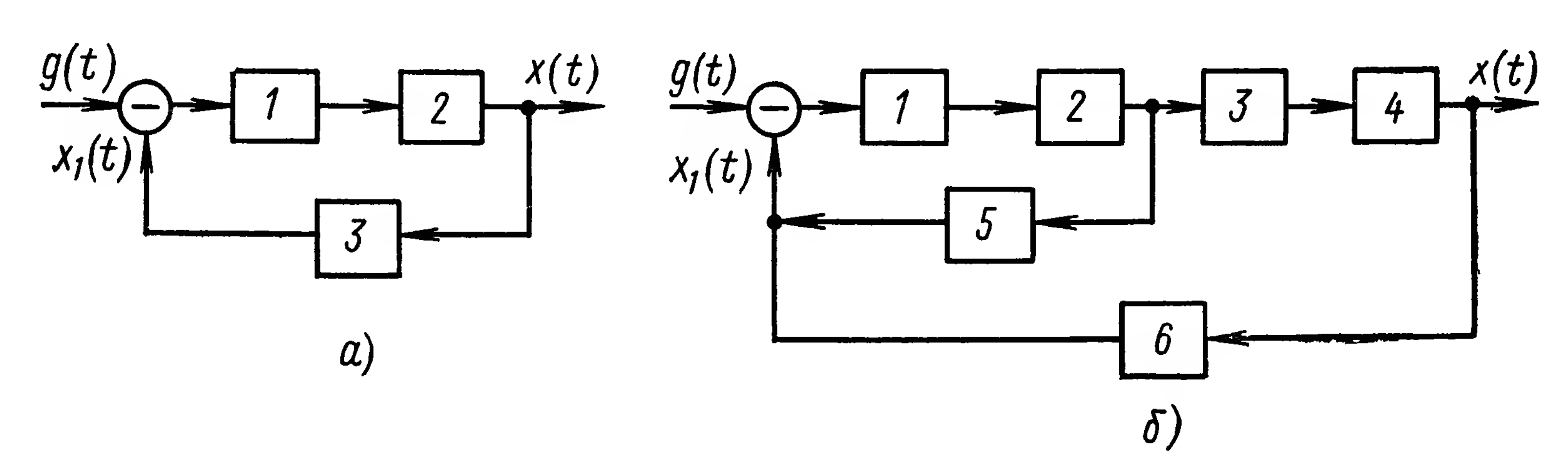


Рис. VIII.2. Блок-схемы сервомеханизмов:
а — однокаскадного; *б* — двухкаскадного

В зависимости от характера сигналов, преобразуемых в сервомеханизмах, последние подразделяются на три подкласса:

непрерывные, в которых сигналы на входе и выходе представляют собой непрерывные функции времени;

релейные, в которых функциональные связи между входом и выходом в усилительном или исполнительном устройствах определяются релейной функцией;

вибрационные, содержащие вибрационный контур, с помощью которого осуществляется вибрационная линеаризация.

По виду используемой энергии сервомеханизмы подразделяются на следующие группы: гидравлические, пневматические, газовые и комбинированные (пневмогидравлические, электрогидравлические и электропневматические).

Используются и другие классификационные признаки сервомеханизмов. Например, нелинейные сервомеханизмы различаются по виду описывающих их нелинейных уравнений. По этому признаку к первому классу нелинейных сервомеханизмов относятся такие, в которых уравнение нелинейного элемента содержит под знаком нелинейной функции только входную величину и ее производные либо только выходную величину и ее производные. Ко второму классу нелинейных сервомеханизмов относятся такие, в которых под знаки нелинейных

функций входят различные переменные, связанные между собой линейной передаточной функцией. К третьему классу нелинейных сервомеханизмов относятся такие, в которых под знаки нелинейных функций входят разные переменные, связанные между собой нелинейными дифференциальными уравнениями, т. е. связанные через линейные части и нелинейные звенья. Сервомеханизмы с логическими и цифровыми устройствами управления относятся обычно к нелинейным сервомеханизмам второго и третьего классов.

2. АНАЛИТИЧЕСКИЕ И СТРУКТУРНЫЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ГИДРАВЛИЧЕСКИХ СЕРВОМЕХАНИЗМОВ

Автономное рассмотрение простейшего сервомеханизма будет справедливым, если источник энергии имеет неограниченную мощность. Это позволяет представить сервомеханизм в виде линейного четырехполюсника (показан сплошными линиями на рис. VIII.3, *а*). Такие сервомеханизмы включают: нерегулируемый исполнительный двигатель, который обеспечивает передвижение объекта управления созданием регулируемой скорости смещения $v(t)$ за счет реализации обобщенной эффективной силы $r(t)$, и регулируемый источник энергии, в котором изменением безразмерного параметра регулирования $e(t)$ обеспечивается создание $r(t)$ в соответствии с величиной обобщенного возмущающего воздействия $f(t)$. Эти сервомеханизмы наиболее широко применяются в технике.

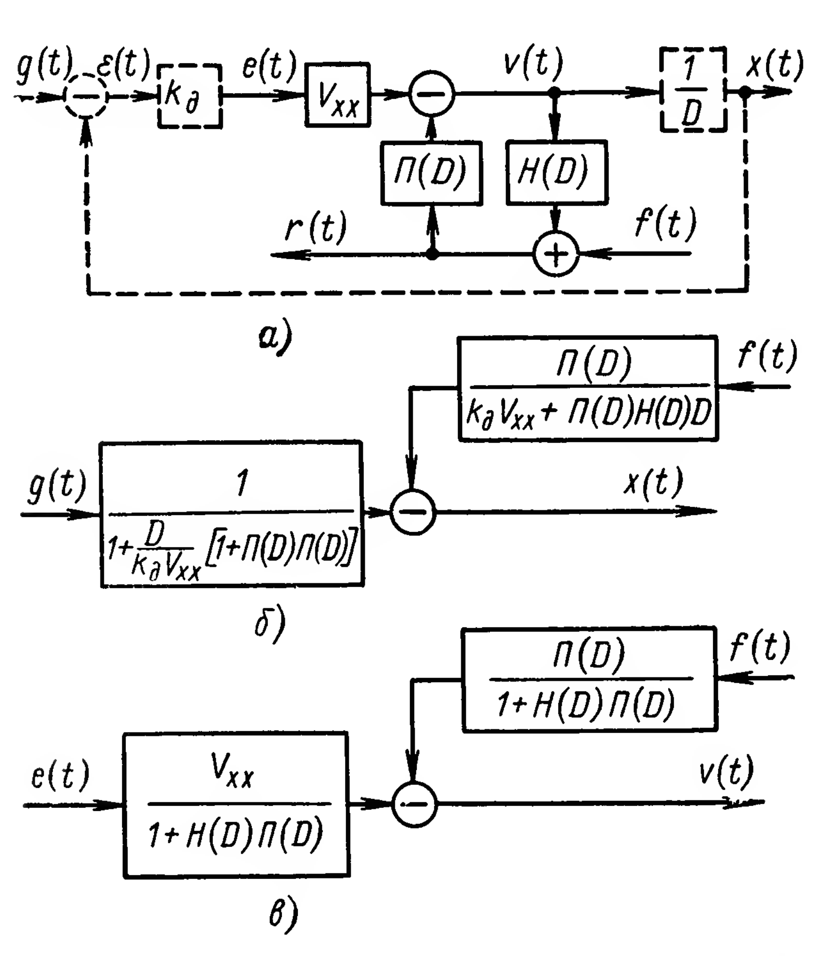


Рис. VIII.3. Структурные схемы регулярного сервомеханизма:

а — замкнутая; *б* — замкнутая в упрощенном изображении; *в* — разомкнутая в упрощенном изображении

Фазовыми координатами линейного четырехполюсника, определяющими состояние системы (выходные переменные), будут $v(t)$ и $r(t)$, а входными переменными $e(t)$ и $f(t)$, из которых первая регулируемая, а вторая нерегулируемая, определяемая внешними условиями. Последние переменные взаимонезависимые, а первые две определяются уравнениями движения

$$r(t) - f(t) = H(D)\, v(t) \qquad \text{(VIII.1)}$$

и регулятора энергии

$$V_{xx} e(t) - v(t) = П(D)\, r(t), \qquad \text{(VIII.2)}$$

где $H(D)$ и $П(D)$ — операторы нагрузки и потерь, $D \equiv \frac{d}{dt}$ *.

* В главах VIII, IX, X, XIV вместо обозначе именяется $D \equiv \frac{d}{dt}$.

Операторы нагрузки всех силовых (т. е. обеспечивающих механическое движение объекта регулирования) сервомеханизмов в обобщенной форме записи одинаковы

$$H(D) = JD + h + \frac{c}{D}, \qquad \text{(VIII.3)}$$

где J, h и c — обобщенные полный момент инерции, коэффициент сопротивления и упругости соответственно. При $c \neq 0$ регулируемая фазовая координата выхода заменяется с $v(t)$ на $x(t)$, причем $v(t) = Dx(t)$.

Ниже рассматриваются сервомеханизмы, у которых $c = 0$, поскольку в этом случае не ограничивается значение $x(t)$ для вращающихся объектов регулирования, а переход от систем с $c = 0$ к системам с $c \neq 0$ не представляет принципиальных трудностей.

Оператор потерь может иметь разные формы в зависимости от физических свойств регулируемого источника энергии. В подавляющем большинстве случаев

$$П(D) = \sum_{k=1}^{m} \frac{\partial v}{\partial Dr} D^k. \qquad \text{(VIII.4)}$$

Применяя ту же форму записи, можно убедиться, что

$$H(D) = \frac{\partial r}{\partial Dv} D + \frac{\partial r}{\partial v} + \frac{1}{D} \frac{\partial r}{\partial \frac{v}{D}}. \qquad \text{(VIII.5)}$$

Сопоставляя последнее равенство с уравнением (VIII.3), можно получить выражения обобщенных J, h и c.

Чаще всего приходится встречаться с сервомеханизмами с двухчленными операторами:

$$П(D) = \tau + \vartheta D \quad \text{и} \quad H(D) = h + JD,$$

где τ и ϑ — статическая и динамическая податливости сервомеханизма.

Коэффициенты выражения компонент векторов входа $e(t)$ и $f(t)$ применительно к гидроприводам объемного регулирования с гидромотором и гидроцилиндром в качестве исполнительного двигателя и для сравнения исполнительного электродвигателя постоянного тока с независимым возбуждением приведены в табл. VIII.1. В последнем случае уравнение (VIII.2) будет уравнением якорной цепи.

Аналогичными уравнениями, но с иными выражениями оператора потерь $П(D)$ описывается широкий класс сервомеханизмов, включая источники энергии, в том числе и тепловые, как, например, двигатели внутреннего сгорания и газотурбинные двигатели.

Принимая в уравнениях (VIII.1) и (VIII.2) $e(t)$ и $f(t)$ в качестве независимых переменных, можно записать

$$\left.\begin{aligned} [П(D)\,H(D) + 1]\,v(t) &= V_{xx} e(t) - П(D)\,f(t); \\ [П(D)\,H(D) + 1]\,r(t) &= V_{xx} H(D)\,e(t) + f(t), \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.6)}$$

Таблица VIII.1

Обозначения	Гидропривод с гидромотором	Гидропривод с гидроцилиндром	Исполнительный электродвигатель постоянного тока с независимым возбуждением
V	Ω	v	Ω
r	$w\Delta p \equiv m_i$	$F\Delta p \equiv P_i$	$k_м I \equiv m_i$
V_{xx}	$\frac{w_н}{w}\Omega_н$	$\frac{w_н}{F}\Omega_н$	$\frac{k_{су}}{k_\Omega}$
R	$M_в$	$P_в$	$M_в$
J	J	m	J
h	h	h	h
τ	$\frac{L_{ут}}{w^2}$	$\frac{L_{ут}}{F^2}$	$\frac{R_я}{k_\Omega k_м}$
ϑ	$\frac{V_0}{\varkappa w^2}$	$\frac{V_0}{\varkappa F^2}$	$\frac{L_я}{k_\Omega k_м}$

Примечание. Ω и v — регулируемые угловая и линейная скорости; m_i и P_i — эффективные (индикаторные) момент и усилие; w и F — характерчый объем гидромотора и активная площадь гидроцилиндра; I — ток в якорной обмотке, $k_м$ — конструктивный коэффициент; $M_в$ и $P_в$ — возмущающие момент и усилие; J и m — полные момент инерции и масса; h и $L_{ут}$ — коэффициенты активного сопротивления и утечек; $R_я$ и $L_я$ — активное и индуктивное сопротивления якорной обмотки электродвигателя; $k_{су}$ и k_Ω — коэффициенты усиления схемы управления и противо-э. д. с. электродвигателя; V_0 и $\varkappa$ — объем жидкости в магистралях, участвующий в деформации и приведенное значение модуля объемной упругости жидкости.

где $\varphi(D) = П(D)\,H(D) + 1$ — собственный оператор системы, порождающий характеристическое уравнение

$$\varphi(\lambda) = П(\lambda)\,H(\lambda) + 1 = 0. \qquad (VIII.7)$$

Сокращенная структурная схема, показывающая выражения передаточных функций разомкнутого сервомеханизма по управляющему сигналу $e(t)$ и возмущающему воздействию $f(t)$, приведена на рис. VIII.3, *в*. В таком изображении структурной схемы не выявляется существование замкнутого контура (а, значит, и существование местной обратной связи), что важно при оценке влияния некоторых нелинейностей, например, приводящих к возникновению автоколебаний, а также при оценке резкого возрастания коэффициента демпфирования при $T_н \equiv \frac{J}{h} \to T_п \equiv \frac{\vartheta}{\tau}$.

При уменьшении числа взаимно независимых переменных, например управлении сервомеханизма от регулятора с передаточной функцией

$$W_{р}(s)=\frac{E(s)}{R(s)}=P(s) \qquad \text{(VIII.8)}$$

(широко используется в сельскохозяйственных тракторах, а также двигателях строительных и дорожных машин) связь между возмущающим воздействием $f(t)$ и управляемой переменной $v(t)$ (рис. VIII.4) определяется однозначно при помощи передаточной функции

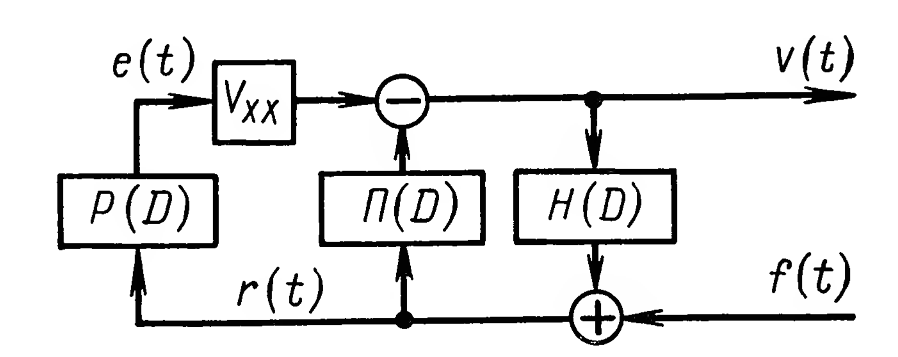


Рис. VIII.4. Структурная схема сервомеханизма с регулятором

$$W_{д}(s)=\frac{V(s)}{F(s)}=$$

$$=\frac{V_{xx}P(s)-\Pi(s)}{\Pi(s)H(s)+1-V_{xx}P(s)}. \qquad \text{(VIII.9)}$$

Замыкание регулярного сервомеханизма обратной связью с введением усиления с коэффициентом $k_{д}$ в тракт управления по ошибке $\varepsilon(t)=g(t)-x(t)$, где $g(t)$ — управляющий сигнал (показано на рис. 3, *а* штриховыми линиями) приводит к системе уравнений

$$\left.\begin{aligned}&V_{xx}e(t)-Dx(t)=\Pi(D)\,r(t);\\&r(t)-f(t)=H(D)\,Dx(t);\\&[g(t)-x(t)]\,k_{д}=e(t),\end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.10)}$$

исключая из которой $e(t)$, ставшую теперь промежуточной переменной, получим

$$\left.\begin{aligned}&[k_{д}V_{xx}+\Pi(D)\,H(D)\,D]\,x(t)=k_{д}V_{xx}g(t)-\Pi(D)\,f(t);\\&[k_{д}V_{xx}+\Pi(D)\,H(D)\,D]\,r(t)=k_{д}V_{xx}H(D)\,Dg(t)+k_{д}V_{xx}f(t).\end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.11)}$$

Упрощенная структурная схема замкнутого сервомеханизма показана на рис. VIII.3, *б*, собственный оператор которой

$$\varphi_{з}(D)=\frac{D}{k_{д}V_{xx}}[\Pi(D)\,H(D)+1]+1\equiv\frac{D}{k_{д}V_{xx}}\varphi(D)+1. \qquad \text{(VIII.12)}$$

При двучленных операторах порядок характеристического уравнения увеличивается на единицу, требует проверки на устойчивость и в силу малости коэффициента члена при D существенно ограничивает возможное значение $k_{д}$:

$$k_{д}V_{xx}<\tau h\left(\frac{\tau}{\vartheta}+\frac{h}{J}\right). \qquad \text{(VIII.13)}$$

Один из недостатков сервомеханизмов с регулируемым источником энергии заключается в том, что его установившаяся работа (т. е. по завершении переходных процессов) на различных скоростях v требует разных значений мощности приводного двигателя, примерно пропорциональной величине v. Поэтому такие системы используются

с недогрузкой агрегатов сервомеханизма и приводными двигателями с большим запасом мощности.

В мобильных и, особенно, транспортных машинах применяются приводные двигатели ограниченной мощности. Сервомеханизмы, работающие с такими двигателями, должны при установившейся работе иметь значение $vf \approx \text{const}$, что удается получать при помощи регулируемых исполнительных двигателей.

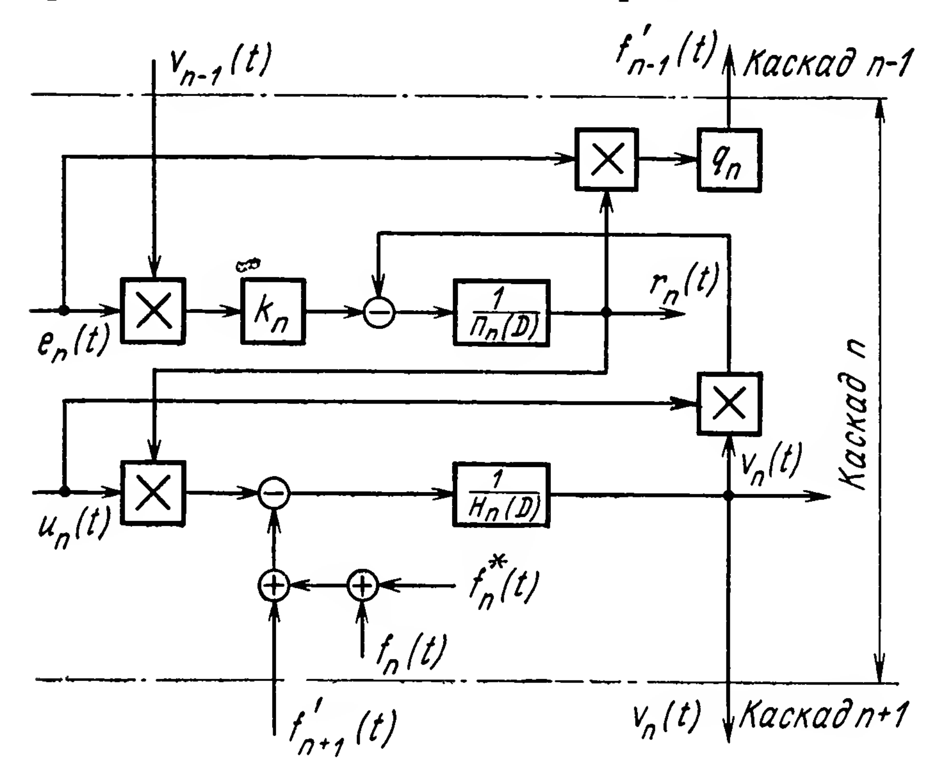


Рис. VIII.5. Рекуррентная структурная схема двусвязного сервомеханизма

Структурная схема сервомеханизма с регулируемым источником энергии и регулируемым исполнительным двигателем, включенного в качестве n-го каскада в цепь таких же сервомеханизмов, приведена на рис. VIII.5. При этом предыдущий каскад по отношению к последующему выполняет функции источника энергии. Рекуррентные уравнения таких сервомеханизмов будут:

$$\left.\begin{aligned} &k_n v_{n-1}(t)\, e_n(t) = u_n(t)\, v_n(t) = П_n(D)\, r_n(t); \\ &u_n(t)\, r_n(t) - f_n(t) - f'_n(t) - q_{n+1} e_{n+1}(t)\, r_{n+1}(t) = H_n(D)\, v_n(t), \end{aligned}\right\} \quad \text{(VIII.14)}$$

где n — индекс каскада;

$f(t)$ и $f'(t)$ — внешнее нагружение сервомеханизма нагрузкой того же каскада и нагружение последующего каскада предыдущим соответственно;

$f^*(t)$ — возмущающее воздействие;

k и q — коэффициенты соответствия размерности;

$u(t)$ — безразмерный параметр управления исполнительным двигателем, $qe(t)\, r(t) = f'(t)$.

Если цепь таких сервомеханизмов составлена из $n = 1, 2, \ldots, N$ каскадов, то каскад $n = 1$ будет исходным, для которого $v_{n-1}(t) = v_0 = \text{const}$, а каскад $n = N$ — исполнительным устройством, для которого $f'_{N+1}(t) = 0$.

Можно заметить, что реализация каждого безразмерного параметра управления приводит к появлению двух операторов умножения, определенным образом обусловливая взаимовлияние каскадов друг на друга.

Использование постоянного значения любого из двух безразмерных параметров управления приводит к вырождению структурной схемы, в которой каждое из двух произведений двух переменных превращается в выражение, пропорциональное одной переменной (операторы произведений превращаются в скалярные множители).

Если выполняются условия $v_{n-1}(t) = \text{const}$, $f'_{n+1} = 0$, то при фиксированном значении $u(t) = u_ф = \text{const}$ такому сервомеханизму, т. е.

системе с регулируемым источником энергии и нерегулируемым исполнительным двигателем, соответствуют уравнения:

$$\left.\begin{aligned} V_{xx}e(t) - u_ф v(t) &= \Pi(D)\, r(t); \\ u_ф r(t) - f''(t) &= H(D)\, v(t), \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.15)}$$

где $f''(t) \equiv f(t) + f^*(t)$ и $V_{xx} = k_n V_0$.

Эти уравнения отличаются от уравнений (VIII.1) и (VIII.2) лишь значением $u_ф$, которое может не быть единицей. Соответствующие структурные схемы приведены на рис. VIII.6, *а* и *б*.

Для процессов, при которых $v(t) \not\equiv 0$, в замкнутом контуре (рис. VIII.6, *б*) возможно возникновение автоколебаний, если зависимость $f''(t)$ имеет форму падающей характеристики.

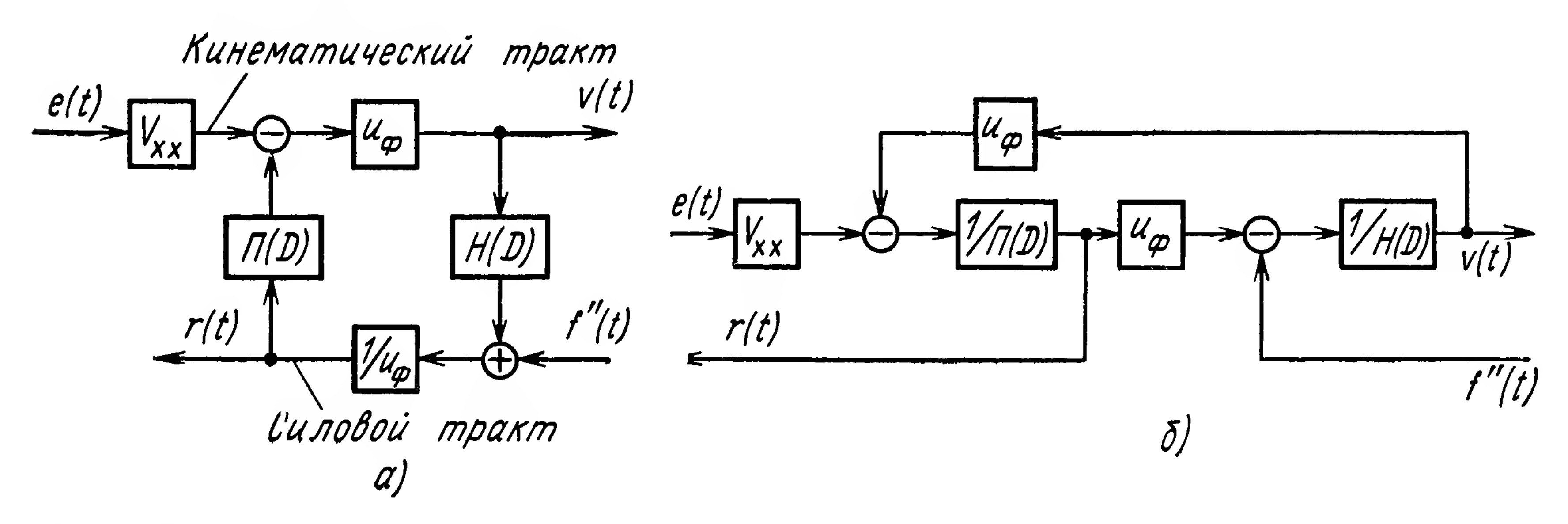


Рис. VIII.6. Структурная схема двусвязного сервомеханизма при $u = u_ф = \text{const}$: *а* — с фиксацией кинематического и силового трактов; *б* — с фиксацией только регулируемого тракта

В случае, когда эта зависимость имеет форму нелинейности типа сухого трения, замена структурной схемы, показанной на рис. VIII.6 и изображающей уравнения (VIII.15) при помощи упрощенной структуры, в которой нет замкнутого контура (рис. VIII.7, *а* и *б*), может оказаться некорректной в режимах с $v(t) = 0$, когда $r(t) \leqslant r_т$ (обобщенный эффективный момент, соответствующий моменту трения покоя).

Передаточная функция рассматриваемого процесса (рис. VIII.7, *в*) может быть получена при помощи записи уравнений (VIII.15) в форме

$$\left.\begin{aligned} [u_ф^2 + H(D)\,\Pi(D)]\,v(t) &= u_ф V_{xx} e(t) - \Pi(D)\, f''(t); \\ [u_ф^2 + H(D)\,\Pi(D)]\, r(t) &= V_{xx} H(D)\, e(t) + u_ф f''(t). \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.16)}$$

Можно показать, что в рассматриваемом случае уравнение движения вырождается в тождество, а уравнение регулируемого источника энергии позволяет записать передаточную функцию в форме

$$W_r(s) = \frac{R(s)}{E(s)} = \frac{V_{xx}}{\Pi(D)}. \qquad \text{(VIII.17)}$$

Следовательно, в моменты останова системы меняется также и характеристическое уравнение, принимающее форму $\Pi(\lambda) = 0$ вместо

$$H(\lambda)\,\Pi(\lambda) + u_ф^2 = 0. \qquad \text{(VIII.18)}$$

Исследование такой системы показало, что при $e(t) = e_a \sin \omega t$ в зависимости от значений e_a, ω и параметров системы возможен процесс или непрерывного движения (рис. VIII.7, *а* и *б*), или динамический процесс с отсутствием движения (рис. VIII.7, *в*), или процесс движения, сопровождаемый периодическими неравновесными остановами. Эти своеобразные периодические релаксационные движения сопровождаются периодическими изменениями структуры системы. Одна часть периода обусловливается схемами, показанными на рис. VII.7, *а* и *б*, а вторая — структурой, изображенной на рис. VIII.7, *в*.

Сервомеханизмы с $e = \text{var}$ и $u = u_ф = \text{const}$ называются преобразователями энергии типа V и отличительная особенность их структурных схем — жесткая связь $e(t)$ и $v(t)$.

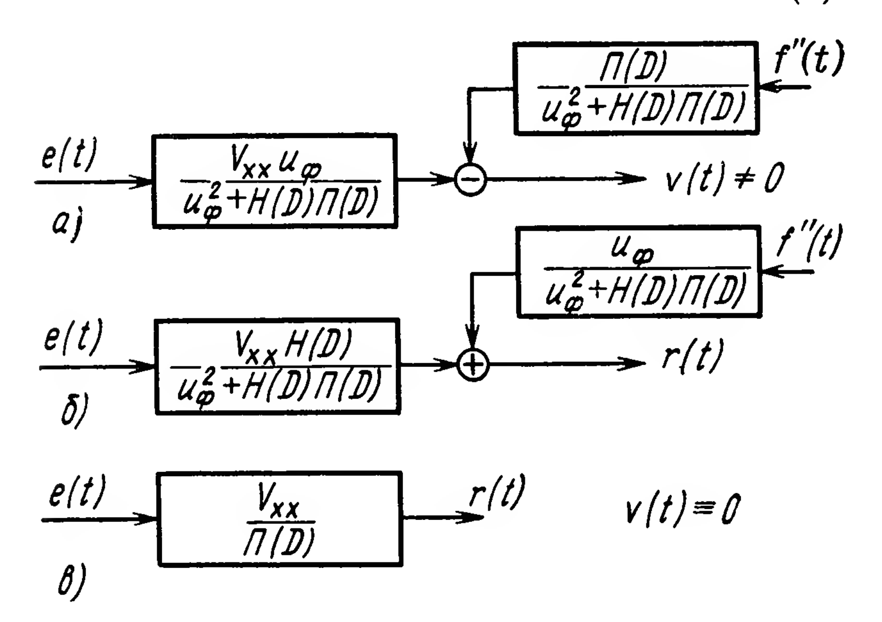


Рис. VIII.7. Структурные схемы линейной части при различных процессах двусвязного сервомеханизма $u = u_ф = \text{const}$:

а — в ее упрощенном изображении при $v(t) \not\equiv 0$, *б* — в упрощенном изображении для нерегулируемой переменной $r(t)$; *в* — при $v(t) \equiv 0$

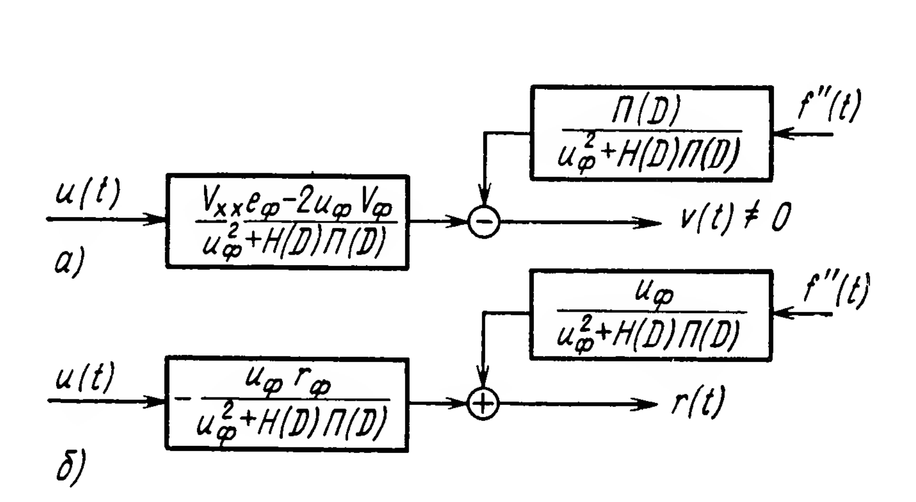


Рис. VIII.8. Структурные схемы линеаризированной модели сервомеханизма типа R:

а — в упрощенном изображении для регулируемой переменной $v(t)$, *б* — в упрощенном изображении для нерегулируемой переменной $r(t)$

В сервомеханизмах типа R, в которых $e = e_ф = \text{const}$ и $u = \text{var}$, имеет место жесткая связь $u(t)$ и $r(t)$ на структурных схемах. При $r = \text{const}$ в установившихся и притом разных режимах работы изменением значения u меняют величину момента, развиваемого исполнительным двигателем при неизменной мощности приводного двигателя. Такие сервомеханизмы используются с приводным двигателем ограниченной мощности, реализуя при этом существенно больший диапазон изменения V с использованием в большей части этого диапазона всей мощности приводного двигателя.

Уравнения сервомеханизма типа R нелинейны и получаются при фиксированных значениях $e = e_ф$. Линеаризируя их в отклонениях около фиксированных значений $u_ф$, $r_ф$, $V_ф$ и $R_ф$, можно получить структурные схемы, показанные на рис. VIII.8, *а* и *б* и свидетельствующие о том, что применительно к малым колебаниям характеристические уравнения непрерывных движений сервомеханизмов обоих типов одинаковы, как и передаточные функции по возмущению $f''(t)$, отличаясь передаточными функциями по управляющим воздействиям.

При работе преобразователя энергии типа R на нижнем пределе диапазона регулирования, когда движение прекращается, изменение

управляющего воздействия не меняет компонента вектора выхода r, значение которой в этом случае определяется величиной статической податливости

$$r(t) = \frac{V_{xx} e_{\phi}}{\Pi(D)} \leqslant r_{\text{тр}}. \qquad \text{(VIII.19)}$$

Возможно использование комбинированных сервомеханизмов, в которых управление осуществляется изменением только одного управляющего воздействия $e(t)$ или $u(t)$, а второе связывается или с первым, или с переменным $r(t)$ и (или) $v(t)$ регулятором, обеспечивающим желаемые свойства привода, особенно работающего от двигателя ограниченной мощности. Аналогичные связи могут быть установлены между исполнительным устройством (сервомеханизмом) и источником энергии (тоже сервомеханизмом) с целью улучшения динамических свойств привода. Один из возможных образцов такой системы рассмотрен в работе [15].

3. СЕРВОМЕХАНИЗМ КАК ЭЛЕМЕНТ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Сложная система регулирования составляется из совокупности совместно работающих сервомеханизмов, непосредственно участвующих в процессе регулирования или обеспечивающих заданное их функционирование подводом и распределением необходимой для этого энергии. Поэтому сервомеханизмы рассматриваются в информационном и энергетическом аспектах как совокупность регулируемых и регулирующих систем, процесс взаимодействия которых обеспечивается системами получения и преобразования энергии (источниками энергии).

Основными группами подобного рода систем являются [17]:

1) системы с источниками энергии ограниченной мощности, обеспечивающими процесс функционирования сервомеханизмов при минимальном потреблении энергии;

2) системы с существенно нестабильными источниками энергии, предназначенными в первую очередь для обслуживания других потребителей энергии; нестабильность таких источников энергии обусловливается влиянием одних потребителей на другие из-за возникновения переходных процессов или их выключения из работы;

3) системы с источниками энергии, содержащими форсируемые элементы и звенья, регулируемые в целях улучшения процессов функционирования сервомеханизмов.

Индукция (взаимовлияние) динамических свойств сервомеханизма и источника потребляемой им энергии исследуется применительно к сложной системе регулирования, в которой выделяются: энергетическая часть, источник энергии и исполнительное устройство (обычно силовая часть), цепь каскадов преобразователей энергии, каналы передачи информации и каналы передачи энергии, переменные регулирования, состояния, обслуживания и обмена.

Исследование индукции в такой постановке сложных систем регулирования в настоящее время разрабатывается на основе моделей,

составляемых из элементарных цепей сервомеханизмов. Менее изучены сложные разветвленные цепи сервомеханизмов.

Исследование энергетической части сложной системы регулирования основывается на анализе математических моделей цепей регулярных сервомеханизмов, описываемых при помощи рекуррентных уравнений (VIII.14) связи переменных каждого из каскадов сервомеханизмов в элементарных цепях, принимая при этом $u_n(t) = 1$.

Линейная модель энергетической части рассматриваемой сложной системы регулирования задается матричными уравнениями

$$\left.\begin{aligned} &\boldsymbol{v}(t)=\boldsymbol{A}(D)\,[\boldsymbol{e}(t)+\boldsymbol{nE}_v(t)]+\\ &+\boldsymbol{B}(D)\{\boldsymbol{f}(t)+\boldsymbol{E}_f\boldsymbol{m}[\boldsymbol{le}(t)+\boldsymbol{r}(t)]\};\\ &\boldsymbol{r}(t)=\boldsymbol{H}(D)\,\boldsymbol{v}(t)+\boldsymbol{f}(t)+\\ &+\boldsymbol{E}_f\boldsymbol{m}\,[\boldsymbol{le}(t)+\boldsymbol{r}(t)], \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.20)}$$

где $\boldsymbol{v}(t)$ и $\boldsymbol{r}(t)$ — векторы сопряженных выходов, определяющих состояние системы.

Эти векторы называются сопряженными потому, что произведения их компонент $v_n(t)\, r_n(t)$ оценивают мощность на выходе сервомеханизма;

$\boldsymbol{e}(t)$ и $\boldsymbol{f}(t)$ — взаимно независимые векторы управляемых и неуправляемых входов соответственно (сигналов управления и возмущающих воздействий);

$\boldsymbol{A}(D)$ и $\boldsymbol{B}(D)$ — диагональные передаточные матрицы изолированных подсистем;

$\boldsymbol{l}$, $\boldsymbol{n}$, $\boldsymbol{m}$ — диагональные скалярные матрицы коэффициентов соответствия размерностей;

$\boldsymbol{H}(D)$ — диагональная матрица операторов нагрузки;

$\boldsymbol{E}_v$ и $\boldsymbol{E}_f$ — единичные матрицы соподчинения подсистем. Эти матрицы — основные элементы математической модели системы регулирования, устанавливающие законы иерархии в цепях каналов передачи энергии.

Рассмотренная основа сложной системы регулирования, включающей иерархические цепи регулярных преобразователей энергии для полного описания модели объекта исследования, дополняется каналами передачи информации [подсистема управления векторов сигналов $\boldsymbol{e}(t)$ от компонент управляющего вектора $\boldsymbol{g}(t)$]. При введении вектора $\boldsymbol{g}(t)$ в качестве независимых переменных рассматривают векторы $\boldsymbol{g}(t)$ и $\boldsymbol{f}(t)$, определяющие компоненты управляемых и неуправляемых переменных $\boldsymbol{v}(t)$ и $\boldsymbol{r}(t)$, а вектор $\boldsymbol{e}(t)$ превращается в промежуточную переменную, причем уравнения системы регулирования будут:

$$\left.\begin{aligned} &\boldsymbol{v}(t)=\boldsymbol{\Phi}(D)\,\boldsymbol{g}(t)+\boldsymbol{Y}(D)\,\boldsymbol{f}(t);\\ &\boldsymbol{r}(t)=\boldsymbol{F}(D)\,\boldsymbol{g}(t)+\boldsymbol{G}(D)\,\boldsymbol{f}(t), \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.21)}$$

где $\boldsymbol{\Phi}(D)$, $\boldsymbol{Y}(D)$, $\boldsymbol{F}(D)$, $\boldsymbol{G}(D)$ — передаточные матрицы замкнутой системы регулирования.

Учет эффектов взаимовлияния отдельных элементов сложной иерархической системы ведет за собой необходимость использования четырех

специальных критериев синтеза синтезируемой системы, реализующих нетрадиционные свойства алгоритмов фильтрации и специального управления прямыми и обратными реакциями энергетической части (форм индукции в цепях канала передачи энергии). Реализация этих алгоритмов в сервомеханизмах позволяет обеспечивать: снижение нагружения источников энергии, повышение качества работы сервомеханизма за счет управления его источником энергии, обеспечение высокого качества сервомеханизма при его работе от источника энергии с существенно нестабильной выходной регулируемой величиной.

Специальные критерии синтеза сложных систем регулирования вытекают из анализа передаточных матриц $\boldsymbol{F}(D)$ и $\boldsymbol{\Phi}(D)$ системы уравнений (VIII.21):

$\boldsymbol{\Phi}(D) = \boldsymbol{\Phi}^*(D)\,[\boldsymbol{E} + \boldsymbol{P}(D)]$ — передаточная матрица замкнутой системы по отношению к управляющему вектору $\boldsymbol{g}(t)$ (подразумевается факт замыкания подсистем);

$\boldsymbol{\Phi}^*(D) = [\boldsymbol{E} + \boldsymbol{W}^{-1}(D)]^{-1}$ — передаточная матрица замкнутой системы при отсутствии компенсации по управляющим сигналам [при $\boldsymbol{P}(D) = 0$];

$\boldsymbol{E}$ — единичная диагональная матрица;

$\boldsymbol{P}(D)$ — передаточная матрица компенсирующих связей по управляющим сигналам [компоненты вектора $\boldsymbol{g}(t)$];

$\boldsymbol{W}(D)$ — передаточная матрица системы, разомкнутой по главным обратным связям.

Обозначая индексом j компоненты входа, а индексом i фазовые координаты выхода, можно получить четыре критерия. Так, при

$$F_{ij}(D) = 0 \text{ при } i < j \qquad \text{(VIII.22)}$$

система не находится под воздействием изменения (забросов) переменных для источников энергии при прохождении сигналов управления в обслуживаемых подсистемах нижних уровней.

Условием фильтрации прямых реакций источников энергии на обслуживаемые системы автоматического регулирования будет

$$\Phi_{ij}(D) = 0 \text{ при } i > j. \qquad \text{(VIII.23)}$$

Реализация этого условия существенна для систем с нестабильными источниками энергии, например при обслуживании одним источником энергии нескольких систем автоматического регулирования.

При использовании автономных источников энергии возможно их применение с целью повышения точности работы системы. Возможность использования такого дополнительного способа управления определяется условием

$$0 < \Phi_{ij}(D) = \Phi^0_{ij}(D) \text{ при } i > j, \qquad \text{(VIII.24)}$$

где $\Phi^0_{ij}(D)$ — желаемое значение оператора $\Phi_{ij}(D)$.

При необходимости получения стабильности или высокой точности режима работы нерегулируемого источника энергии изменением нагру-

жения источника энергии алгоритмы управления обратными реакциями энергетической части системы получаются из условия

$$0 < F_{ij}(D) = F^0_{ij}(D) \text{ при } i < j, \qquad \text{(VIII.25)}$$

где $F^0_{ij}(D)$ — желаемое значение $F_{ij}(D)$.

В этом случае возможно динамическое моделирование нагрузок (создание стабилизирующих нагрузок).

Из-за взаимосвязи подсистем в передаточных матрицах $\Phi_{ij}(D)$ и $F_{ij}(D)$ все компоненты могут иметь ненулевые значения. Поскольку одновременная реализация четырех критериев неосуществима, то появляются широкие возможности поисков оптимальных решений при разнообразных ограничениях.

Разработка системы с форсированием источника энергии подразумевает реализацию определенного регулирования фазовой координаты источника энергии для форсирования его мощности в соответствии с формулой (VIII.24), а исключение влияния переменности фазовой координаты источника питания на САР потребует обращения к критерию (VIII.23). Системы с нерегулируемыми источниками энергии ограниченной мощности требуют одновременную реализацию критериев (VIII.22) и (VIII.25) для смягчения нагружения источника энергии со стороны САР и уменьшения погрешностей этой системы из-за изменения выходной переменной источника энергии.

4. КОРРЕКЦИЯ ГИДРАВЛИЧЕСКИХ И ПНЕВМАТИЧЕСКИХ СЕРВОМЕХАНИЗМОВ

Функциональная взаимозаменяемость сервомеханизмов, обладающих, вообще говоря, различными динамическими характеристиками, требует реализации приемов желаемого изменения зависимостей между компонентами выхода и входа, описываемых уравнениями типа (VIII.6). Такое изменение динамических свойств достигается коррекцией сервомеханизма, позволяющей обеспечить желаемые свойства, например при использовании сервомеханизма в установках с полуавтоматическим управлением, т. е. с участием человека-оператора. В последнем случае неизменяемой частью следящей системы оказывается уже не исполнительное устройство, а устройство регулирования.

Способы коррекции зависят от физических свойств компонент векторов входа и выхода и в некоторых случаях для возможности их реализации необходимо преобразование сигналов, например, в электрические с использованием для этой цели специальных датчиков и операционных усилителей, приведенные операторы которых будем обозначать $R_i(D)$, где индекс i указывает переменную, по которой осуществляется корректирующая обратная связь. Отрицательный знак этого оператора свидетельствует о необходимости изменения знака такой обратной связи. Коррекция по компонентам вектора входа не меняет собственного оператора сервомеханизма, а при необходимости его изменения обращаются к коррекции по компонентам вектора выхода.

Поскольку наибольшие возможности реализации дают электрические сигналы, то используем применительно к сервомеханизму в качестве управляющего компонента входа электрический сигнал $y(t)$ с уси-

лительным устройством, оператор которого $K_у(D)$. Тогда управляющая переменная $V_{xx}\,e(t)$ в уравнении (VIII.6) превращается в промежуточную переменную. Обозначая $V_{xx}K_у(D)$ через $K^*(D)$, получим уравнения связи между входом и выходом в форме

$$\left.\begin{aligned}&[П(D)H(D)+1]\,v(t)\equiv\varphi(D)\,v(t)=\\&=K^*(D)\,y(t)-П(D)\,f(t);\\&[П(D)H(D)+1]\,r(t)\equiv\varphi(D)\,r(t)=\\&=H(D)\,K^*(D)\,y(t)+f(t).\end{aligned}\right\}\qquad(VIII.26)$$

При подаче сигнала $R_у(D)\,y(t)$ на вход $v(t)$ (рис. VIII.9, *а*) создается дополнительный тракт управления, эквивалентный изменению оператора $K^*(D)$:

$$\left.\begin{aligned}&\varphi(D)\,v(t)=[K^*(D)+R_у(D)]\,y(t)-П(D)\,f(t);\\&\varphi(D)\,r(t)=H(D)\,[K^*(D)+R_у(D)]\,y(t)+f(t).\end{aligned}\right\}\qquad(VIII.27)$$

Очевидно, подача такого же сигнала на «электрическое отражение» $r(t)$ не меняет динамических свойств системы, а подача на $f(t)$ реализуется лишь в системах с трактом отражения усилия.

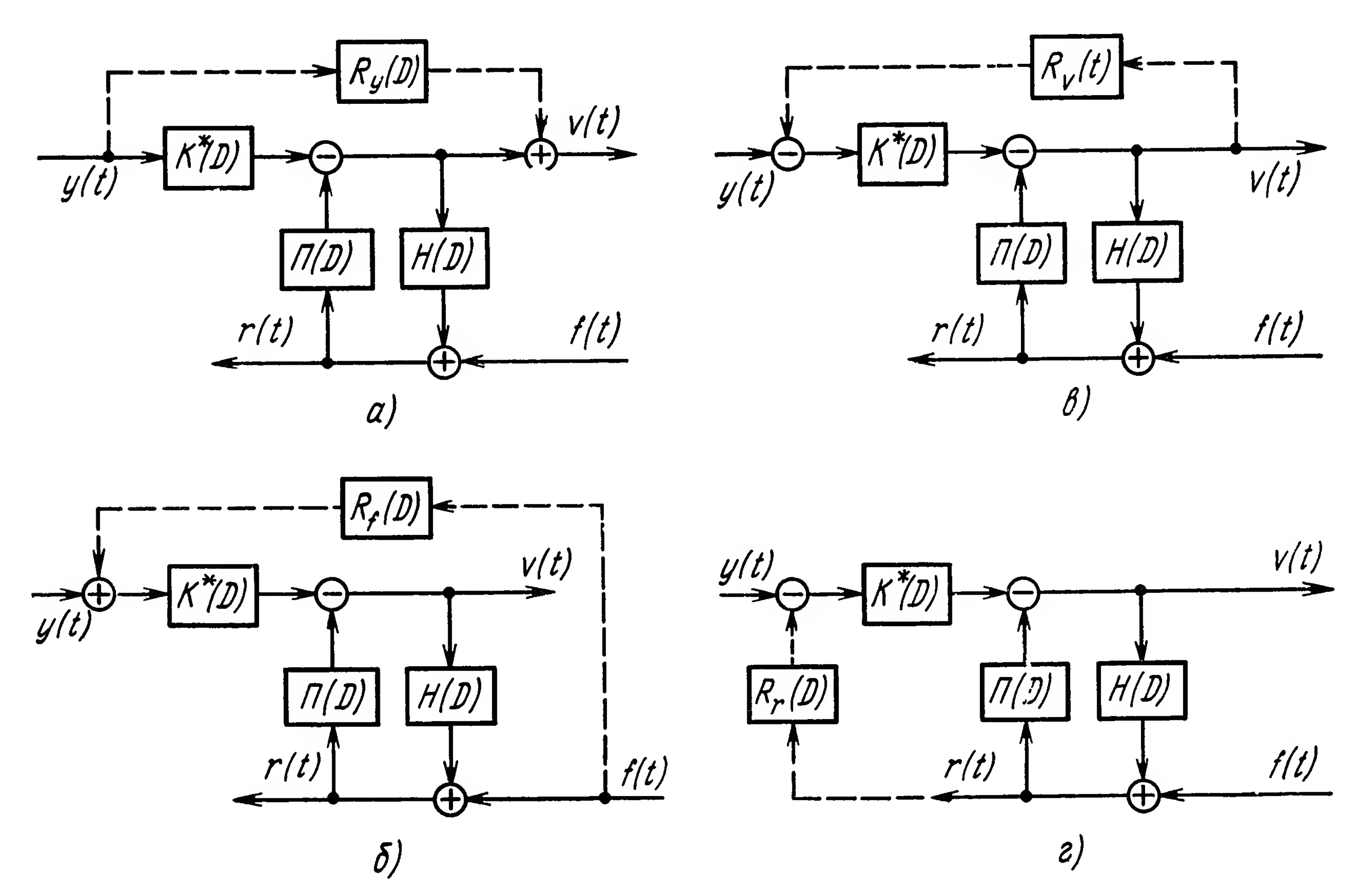


Рис. VIII.9. Коррекции регулярного сервомеханизма:

а — по переменной $y(t)$; *б* — по $f(t)$; *в* — по $v(t)$; *г* — по $r(t)$

Обратная связь по нерегулируемой компоненте вектора входа, не меняя собственного оператора, меняет ошибку по возмущающему воздействию, допуская возможность соответствующего ее уменьшения (рис. VIII.9, *б*).

Коррекция по неуправляемой компоненте вектора входа используется в случае необходимости изменения силовой передаточной

функции $W_r(s)=\frac{R(s)}{F(s)}$, а также изменения ошибки по возмущающему воздействию

$$\left.\begin{aligned}\varphi(D)\,v(t)&=K^*(D)\,y(t)+[K^*(D)\,R_f(D)-\Pi(D)]\,f(t);\\ \varphi(D)\,r(t)&=H(D)\,K^*(D)\,y(t)+[H(D)\,K^*(D)\,R_f(D)+1]\,f(t).\end{aligned}\right\}\quad\text{(VIII.28)}$$

Коррекция по компонентам вектора входа (компенсация по управляющему или по возмущающему воздействиям), не меняя собственных движений системы [предполагается, что операторы $K^*(D)$, $R_y(D)$ и $R_f(D)$ не содержат интегрирующих членов], меняет вынужденные движения и позволяет существенно уменьшить ошибку по возмущающему воздействию, если при этом значения нерегулируемой компоненты выхода $r(t)$ не превзойдут допустимого значения, определяемого эффектом насыщения. В противном случае сервомеханизм перестает быть линейным и необходим учет нелинейности типа насыщения.

Коррекция по управляемой компоненте вектора выхода используется в случае необходимости изменения эквивалентных значений операторов $\Pi(D)$ и $H(D)$ с одновременным изменением при этом силовой передаточной функции $W_r(s)=\frac{R(s)}{F(s)}$

$$\left.\begin{aligned}&[K^*(D)\,R_v(D)+\Pi(D)\,H(D)+1]\,v(t)=\\ &=K^*(D)\,y(t)-\Pi(D)\,f(t);\\ &[K^*(D)\,R_v(D)+\Pi(D)\,H(D)+1]\,r(t)=\\ &=K^*(D)\,H(D)\,y(t)+[K^*(D)\,R_v(D)+1]\,f(t).\end{aligned}\right\}\quad\text{(VIII.29)}$$

Такой способ коррекции наиболее универсален, если можно изменить собственный оператор сервомеханизма. Так, при выборе $K^*(D)=H(D)$ собственный оператор будет $H(D)\,\Pi^*(D)+1$, где $\Pi^*(D)=\Pi(D)+R_v(D)$, а при выборе $K^*(D)=\Pi(D)$ собственный оператор приобретает форму $\Pi(D)\,H^*(D)+1$, где $H^*(D)=H(D)+R_v(D)$. В случае необходимости рассматриваемая обратная связь может быть выбрана и положительной в соответствии с желаемым знаком выражения корректирующего оператора $R_v(D)$.

Эквивалент изменения оператора потерь $\Pi(D)$ достигается коррекцией обратной связи по неуправляемой компоненте вектора выхода $r(t)$ (рис. VIII.9, *г*). Такая коррекция допускает использование устройства регулирования в качестве неизменяемой части следящей системы.

Уравнения корректированного таким способом сервомеханизма с корректирующим оператором $R_r(D)$ будут:

$$\left.\begin{aligned}&[H(D)\,K^*(D)\,R_r(D)+H(D)\,\Pi(D)+1]\,v(t)=\\ &=K^*(D)\,y(t)-[K^*(D)\,R_r(D)+\Pi(D)]\,f(t);\\ &[H(D)\,K^*(D)\,R_r(D)+H(D)\,\Pi(D)+1]\,r(t)=\\ &=H(D)\,K^*(D)\,y(t)+f(t),\end{aligned}\right\}\quad\text{(VIII.30)}$$

где $\Pi(D)+K^*(D)\,R_r(D)=\Pi^*(D)$.

Такой способ коррекции используется тогда, когда необходимо изменить только значение оператора $\Pi(D)$ при неизменных остальных

операторах, определяющих динамические свойства сервомеханизма [обычно при необходимости изменения $\frac{V(s)}{F(s)}$].

Использование оператора $R_v(D)$ дает иное выражение ошибки по возмущающему воздействию по сравнению с использованием оператора $R_r(D)$. Кроме того, возможности реализации обоих способов коррекции различны, поскольку при прочих равных условиях порядок оператора $R_v(D)$ по сравнению с оператором $R_r(D)$ на единицу больше.

5. СЕРВОМЕХАНИЗМЫ ПОЛУАВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Рассмотренные выше приемы коррекции реализуются в полуавтоматических системах регулирования, в которых человек-оператор и регулируемый им сервомеханизм составляют единую биотехническую систему [16]. Оптимальные условия работы такой системы достигаются в тех случаях, когда динамические свойства сервомеханизма допускают процесс регулирования осуществлением таких регулирующих движений оператора, при которых он пользуется имеющимися у него динамическими стереотипами движений.

Применительно к транспортному процессу регулирования, когда оператор смещает рабочий орган машины при помощи сервомеханизма в заданное положение, в зависимости от способа использования сервомеханизма возможны системы регулирования положением [управляемая переменная $x(t)$], скоростью [управляемая переменная $v(t)$] и командное, в том числе релейное регулирование скоростью [$v(t) = +v_0, -v_0$ или 0, где $v_0 = \text{const}$].

Если регулирование положением осуществляется в пределах нормальной рабочей зоны оператора перемещением руки, то естественный диапазон изменения управляющего сигнала находится в пределах $2 \leqslant y \leqslant 50$ см, в противном случае регулирование становится затруднительным. Отношение видимого оператором на расстоянии до 2—2,5 м смещения исполнительного устройства $L = \Delta x$ к линейному смещению управляющего сигнала Δy называют наблюдаемым масштабным коэффициентом K_{xy}, допустимые значения которого лежат в пределах от 0,1 до 15, поскольку при больших значениях K_{xy} регулирование осуществляется очень малыми перемещениями органа управления, а при меньших значениях K_{xy} наступает быстрая утомляемость оператора из-за необходимости перемещений руки на большие расстояния. При удалении исполнительного устройства от оператора на расстояние $l > 2{,}5$ м подсчет K_{xy} ведется по соответствующим угловым размерам

$$K_{xy} = \frac{2{,}5\,\Delta x}{l\,\Delta y}. \qquad \text{(VIII.31)}$$

Наиболее удобный диапазон значений $0{,}6 \leqslant K_{xy} \leqslant 1$ (заштрихованная область на рис. VIII.10, в соответствии с которой выбираются сервомеханизмы регулирования положением).

Существенно больший диапазон изменения K_{xy} реализуется при непрерывном управлении скоростью, хотя в этом случае значения $y(t)$ выходят за пределы $2{,}5 \leqslant \Delta y \leqslant 10$ см.

Если передаточные функции регулируемой системы будут

$$W_э(s) = \frac{X(s)}{V(s)} \text{ или } \frac{X(s)}{V(s)} = \frac{K_э}{1+2\zeta_э T_э s + T_э^2 s^2}, \qquad (VIII.32)$$

то можно воспользоваться эквивалентной передаточной функцией

$$W_э^*(s) = \frac{1}{K_э}\frac{X(s)}{V(s)} \equiv \frac{X^*(s)}{V(s)} = \frac{1}{1+2\zeta_э T_э s + T_э^2 s^2} \qquad (VIII.33)$$

и привести в транспортном процессе регулирования экспертную оценку операторами такой системы при разных значениях $T_э$ и $\zeta_э$, используя оценки: ощущение запаздывания (область $S_з$), ощущение колебательности (область $S_к$) и отсутствие ощущения переходных процессов системы (область $S_о$). Соответствующие области $S_з$, $S_к$, $S_о$ совпадающих оценок всех операторов на рис. VIII.11, *а* [16] ограничены линиями *GH*, *EF* и *ABC*. В заштрихованной области субъективные оценки разных операторов не были совпадающими, а в области под штриховой кривой *ABD* лежали точки, принадлежащие режиму слежения, обеспечивающему процесс регулирования без физиологических отказов (режим слежения) с одинаковыми конфигурациями изображений зависимостей $y(t)$ и $x^*(t)$. В этих случаях оператор пользуется в процессе регулирования существующими у него динамическими стереотипами движений при наименьшей утомляемости и наименьшем времени, затрачиваемом на процесс перемещения регулируемого органа (естественная оптимальность процесса регулирования). Поэтому субъективные оценки системы совпадают с объективными в области, обозначенной $S_о$. Существование режима слежения для более высоких значений $T_э$ при малых величинах $\zeta_э$ объясняется фильтрующими способностями оператора.

Эксперименты проводились при помощи макета задающего органа управления, измерявшего перемещение локтевого сустава руки оператора. При этом фиксировали перемещение светового пятна на экране осциллографа, находящегося на расстоянии 1·м от оператора (наибольшее перемещение пятна составляло 16 см, что соответствует размеру экрана промышленных осциллографов). Управляемая машина моделировалась при помощи аналоговой установки МН-7, которая обеспечивала заданные значения $T_э$ и $\zeta_э$, меняющиеся в неизвестные для оператора моменты времени. Так были проверены, кроме систем регулирования положением, также системы регулирования скорости (рис. VIII.11, *б* [16], кривая *AC* соответствует $K_э = 3{,}3$, а штриховая кривая — $K_э = 10$) и система командного управления (рис. VIII.11, *в*).

Аналогичные результаты были получены для системы регулирования скорости (см. рис. VIII.11, *б*, на котором кривая *AC* соответствует $K_э = 3{,}3$, а штриховая кривая — $K_э = 10$) и системы командного регулирования (см. рис. VIII.11, *в* — кривая *AC* соответствует дискретному значению скорости пятна на экране осциллографа $v = 2$ см/с, а штриховая кривая *BD* — скорости $v = 1$ см/с). Конфигурация зон $S_з$ (гарантированный режим слежения), а также их положения на всех трех графиках одинаковы, однако наиболее ограниченными значе-

ниями $T_э \approx 0{,}04$ с оказались системы регулирования положением при $K_{xy} \approx 1$ (рис. VIII.11, *а*). В системах регулирования скоростью при $0{,}35 < \zeta_э < 0{,}75$ область S_0 простирается до существенно больших значений $T_э$ (рис. VIII.11, *б*), несмотря на то, что уменьшение значения $K_э$ с 10 до 3,3 см/с·рад увеличивает допустимое значение $T_э$. Использование таких систем связано с возрастающими затруднениями реализации процесса регулирования из-за возрастания утомляемости оператора. Поэтому чем меньше быстро-

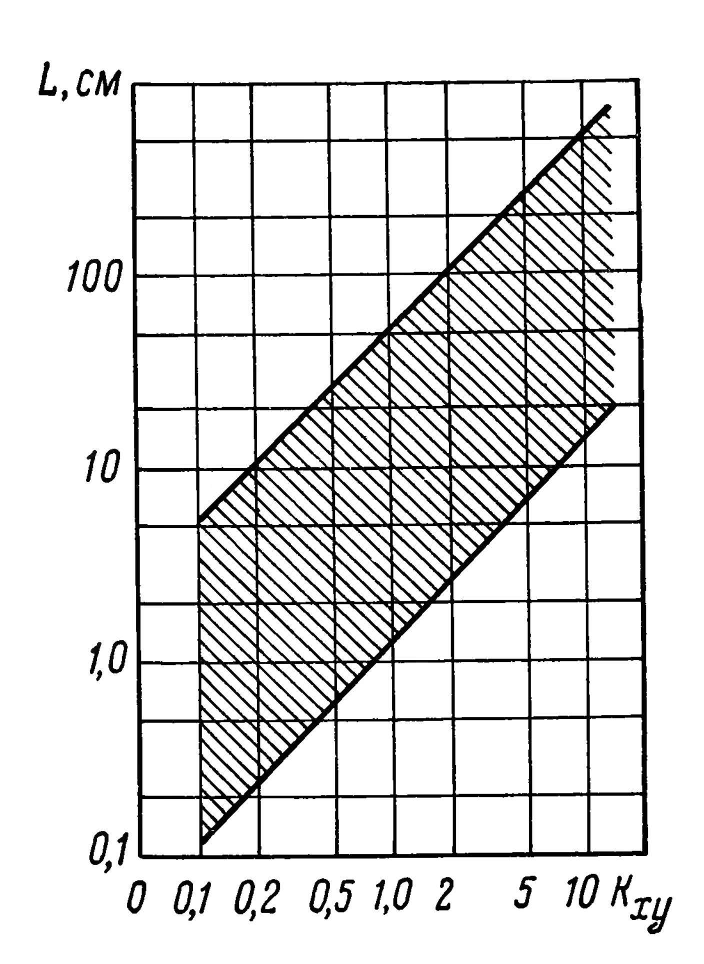


Рис. VIII.10. Область регулирования положением в зависимости от наблюдаемого масштабного коэффициента k_{yx} и величины L наблюдаемого смещения объекта регулирования

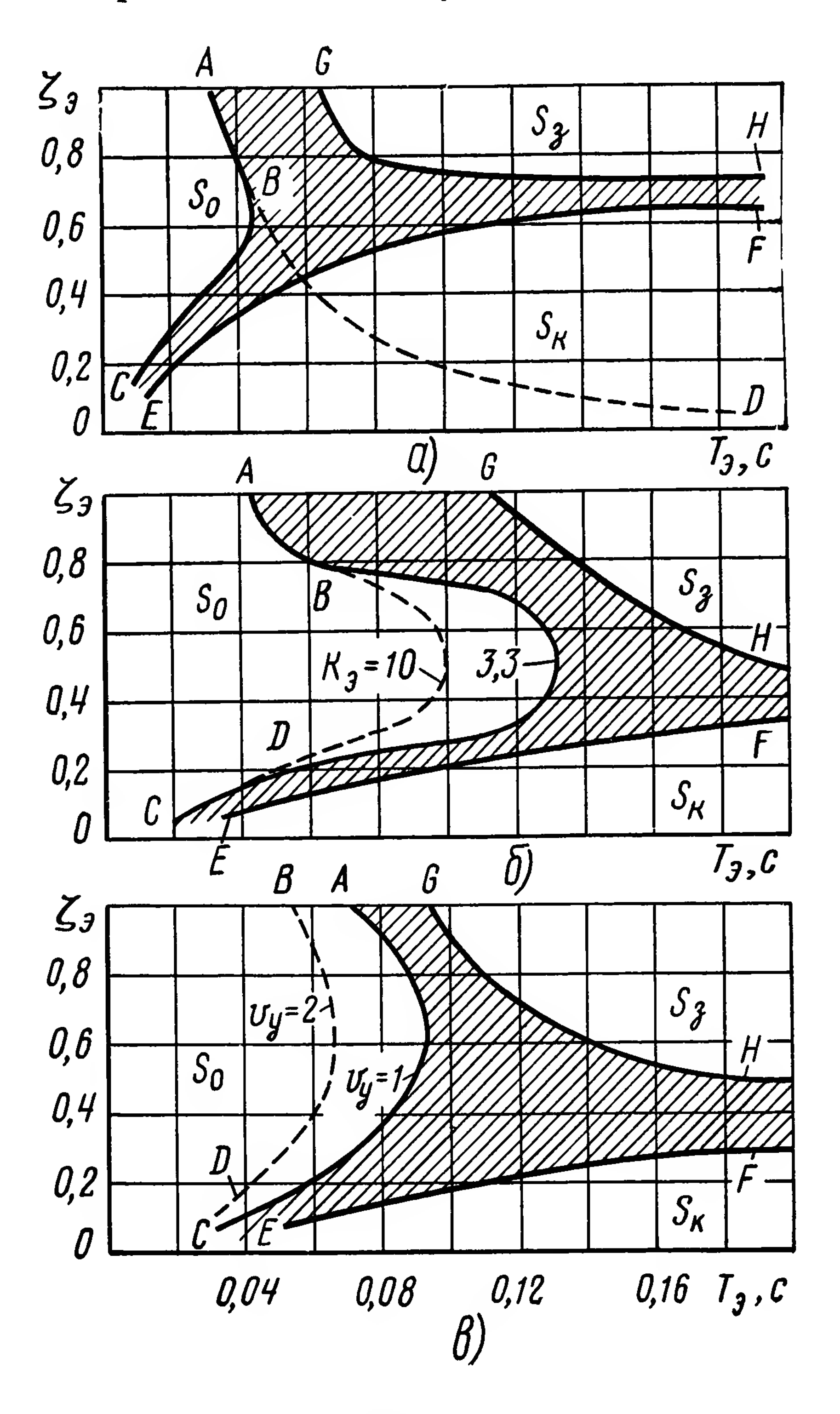


Рис. VIII.11. Области субъективных оценок колебательных сервомеханизмов:

а — регулирования положением; *б* — регулирования скоростью; *в* — командного (релейного типа) регулирования

действие сервомеханизма, тем больше оснований для применения систем регулирования скоростью [16].

Наиболее удобная для оператора область значений $\zeta_э$ и, следовательно, показателя колебательности

$$M = \frac{1}{2\zeta_э \sqrt{1-\zeta_э^2}} \geqslant 1$$

будет та, которая соответствует наибольшим допустимым значениям $T_э$. Для всех трех способов управления рекомендуемые значения $1 \leqslant M \leqslant 1{,}52$; это существенным образом определяет среднечастотную часть желаемых частотных характеристик при синтезе соответствующих

сервомеханизмов. Используя рассмотренные в предыдущем параграфе способы коррекции обратной связью по регулируемой и нерегулируемой компонентам $v(t)$ и $r(t)$, вектора выхода, можно обеспечить получение желаемых динамических свойств сервомеханизма, а значит, и требуемую управляемость.

Распространение полученных результатов экспериментов всех трех типов регулируемых сервомеханизмов (см. рис. VIII.11) на апериодические системы получается пересчетом границ областей S_0, соответствующих значениям $\zeta_э \geqslant 2{,}2$ при помощи выражения $T_э(\zeta_э + \sqrt{\zeta_э^2 - 1})$ (рис. VIII.12). Очевидно, в этом случае область $S_к$ отсутствует, а границы зон S_0 и $S_з$ AB и GH на рис. VIII.11, *а* могут быть представлены в координатах $T_2 - T_1$ кривыми *1* и *1'* соответственно.

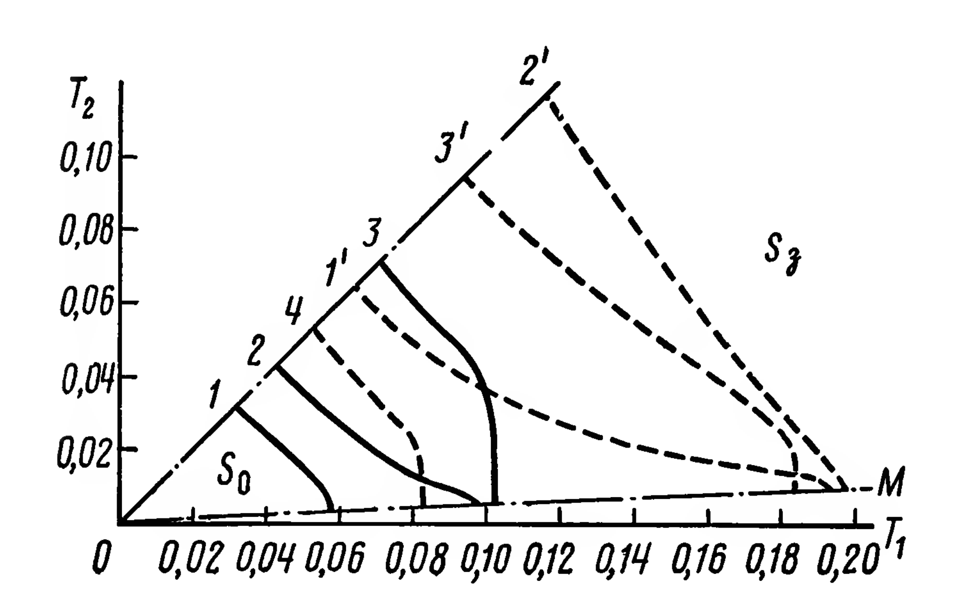


Рис. VIII.12. Границы субъективных оценок апериодических сервомеханизмов

При $\frac{T_1}{T_2} \geqslant 20{,}8$, что соответствует значению $\zeta_э = 2{,}4$, аппроксимирующее выражение передаточной функции будет

$$W_э(s) = \frac{K_э}{1 + 2\zeta_э T_э s + T_э^2 s^2} \approx \frac{K_э}{1 + T s_1} \qquad \text{(VIII.34)}$$

и тогда точки встречи кривых *1* и *1'* с лучом OM на рис. VIII.12 дают предельные значения T_1, отделяющие области S_0 от областей $S_з$.

Полученные граничные значения $T_1 > 0{,}055 \div 0{,}218$ с с достаточной для практических целей точностью были подтверждены экспериментально на модели апериодической системы.

Для сервомеханизмов регулирования скоростью продолжению кривых CA и HG (рис. VIII.11, *б*) соответствуют границы, обозначенные на рис. VIII.12 цифрами *2* и *2'* ($0{,}101 \leqslant T_1 \leqslant 0{,}197$ с), а для сервомеханизмов командного управления экстраполяции кривых CA, HG и DB (рис. VIII.11, *в*) область значений $\zeta_э > 1$ — границы *3*, *3'* и *4'* соответственно.

Сервомеханизмы командного управления с дискретными значениями скоростей движения пятна на экране осциллографа ($v_у = 1$ см/с и $v_э = 2$ см/с, кривые AC и BD на рис. VIII.11, *а*) допускают использование промежуточных значений $T_э$.

Границы найденных рабочих областей сервомеханизмов на плоскости $T_э$ и $\zeta_э$ описываются уравнениями $P_i(T_э \zeta_э) = 0$. Если динамические свойства двух сервомеханизмов представляются передаточными функциями $W_1(s) = W$ и $W_2(s) = We^{-\tau s}$, где τ — чистое запаздывание, то при построении $P_1(T_э, \zeta_э) = 0$ и $P_2(T_э, \zeta_э) = 0$ на плоскостях $T_э$ и $\zeta_э$, а также $T_э - \tau$ и $\zeta_э$ соответственно их изображения совпадут. Используя это утверждение, распространяют полученные экспериментальные результаты на сервомеханизмы с запаздыванием (первая гипотеза о регулировании сервомеханизма оператором).

Сервомеханизм, регулируемый оператором, обеспечивает режим слежения, если при отображении плоскости корней его передаточной функции на плоскость $T_э$ и $\zeta_э$ все точки, соответствующие полюсам, размещаются внутри рабочей области S_0. Это утверждение, названное второй гипотезой о регулировании сервомеханизма оператором, или гипотеза о фильтрующих свойствах оператора, позволяет распространить экспериментально полученные для сервомеханизмов второго порядка рекомендации (рис. VIII.11 и VIII.12) на сервомеханизмы любых порядков, применительно к которым можно еще на стадии проектирования сравнивать различные способы регулирования (положением, скоростью и командное) и широко использовать способы коррекции для получения желаемых динамических свойств, обеспечивающих режим слежения.

При оценке времени переходных процессов в порядке первого приближения можно считать время переходного процесса пропорциональным наибольшему смещению управляемого устройства при транспортном процессе регулирования.

6. РАБОТА СЕРВОМЕХАНИЗМА В РЕЖИМЕ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ УСИЛИЯ ИЛИ МОМЕНТА

Для создания «эффекта присутствия», например в манипуляторах [11], используется дополнительный сервомеханизм, работающий в тормозном режиме при «отражении» усилия, развиваемого исполнительным устройством на человека-оператора. Такая совмещенная система двух одновременно работающих сервомеханизмов позволяет сформировать схему системы, ненаправленной по отношению к возмущающему воздействию.

Пусть четырехполюсник с двумя взаимно независимыми компонентами входа $x(t)$ и $y(t)$ и двумя фазовыми координатами $z(t)$ и $u(t)$ порождает два уравнения связи между этими функциями:

$$\left.\begin{aligned} \varphi(D)\, z(t) &= A_1(D)\, x(t) + A_2(D)\, y(t); \\ \varphi(D)\, u(t) &= A_3(D)\, x(t) + A_4(D)\, y(t), \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.35)}$$

в которых $A_1(D)$, $A_2(D)$, $A_3(D)$, $A_4(D)$ — линейные полиномы от D, а $\varphi(D)$ — также линейный полином, являющийся собственным оператором системы. Порядок этого оператора больше порядка любого из первых четырех операторов. Использование сервомеханизма, для которого порядки всех пяти полиномов одинаковы, нецелесообразно, поскольку такая система не будет грубой.

Если рассматриваемый четырехполюсник ненаправленный, то он может работать в режиме, в котором $z(t)$ и $u(t)$ будут взаимно независимыми компонентами вектора входа, а $x(t)$ и $y(t)$ — фазовыми координатами системы.

Переписывая уравнения (VIII.25) в форме

$$\left.\begin{aligned} &[A_2(D)\, A_3(D) - A_1(D)\, A_4(D)]\, y(t) = \\ &= \varphi(D)\, A_3(D)\, z(t) - \varphi(D)\, A_1(D)\, u(t); \\ &[A_2(D)\, A_3(D) - A_1(D)\, A_4(D)]\, x(t) = \\ &= -\varphi(D)\, A_4(D)\, z(t) + \varphi(D)\, A_2(D)\, u(t), \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.36)}$$

можно убедиться, что появляется «нестандартная» передаточная функция, т. е. такая, порядок числителя которой больше порядка знаменателя. Пусть, для определенности, порядок $A_1(D)$ будет наибольшим или равным порядкам остальных операторов $A_2(D)$, $A_3(D)$ и $A_4(D)$. Тогда при $z(t) \equiv 0$ в передаточной функции

$$W(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = -\frac{A_1(s)\,\varphi(s)}{A_2(s)\,A_3(s) - A_1(s)\,A_4(s)} \qquad \text{(VIII.37)}$$

порядок числителя будет больше порядка знаменателя.

Невозможность реализации такой передаточной функции обусловлена существованием эффекта насыщения по отношению к нерегулируемой фазовой координате $r(t)$ (ограничитель момента в гидравлических сервомеханизмах и насыщение магнитным потоком в электрических). Поэтому фазовая координата

$$r_э(t) = \begin{Bmatrix} r(t) & \text{при} & r(t) \leqslant r_{пр}; \\ r_{пр} & \text{при} & r(t) > r_{пр}, \end{Bmatrix} \qquad \text{(VIII.38)}$$

где $r_{пр}$ — предельное значение, соответствующее эффекту насыщения.

Можно сформулировать два утверждения:

ненаправленный четырехполюсник не может быть линейным;

ненаправленный четырехполюсник — сервомеханизм следует рассматривать в качестве линейного лишь при таких значениях входа, при которых еще не наступает насыщение.

Поскольку каждый линейный сервомеханизм при соответствующих входах перестает быть линейным, то в таких режимах работы принцип суперпозиций перестает быть справедливым по отношению к реакциям на выходах сервомеханизма. Кроме того, в таких режимах работы, как и в каждой нелинейной системе, устойчивость сервомеханизма должна оцениваться с учетом характера обоих компонентов входа. Общие методы оценки устойчивости работы такого рода нелинейных систем в настоящее время разработаны недостаточно.

Рассмотрим использование сервомеханизма *1* с целью отражения возмущающего воздействия $f(t)$ применительно к сервомеханизму манипулятора, работа которого описывается уравнением связи $x(t) = \chi[y(t), f(t)]$ в форме

$$\varphi(D)\,x(t) = A(D)\,y(t) - B(D)\,f(t), \qquad \text{(VIII.39)}$$

где $\varphi(D)$ — собственный оператор; $A(D)$ и $B(D)$ — входные операторы (рис. VIII.13).

В такой системе используется датчик и устройство, необходимые для усиления сигнала с коэффициентом крутизны k_f, а рукоять управления оператора соединяется с тем органом сервомеханизма *2*, который в обычных условиях работы является выходным. Запишем уравнение усилительной части этого сервомеханизма с оператором потерь $П(D)$ в форме

$$k_f f(t) - v(t) = П(D)\,r(t). \qquad \text{(VIII.40)}$$

Отличие этого уравнения, например, от уравнения (VIII.2) заключается в том, что обе переменные левой части равенства $f(t)$ и $v(t)$ являются регулируемой и нерегулируемой компонентами входа, а $r(t)$ — компонентой выхода. Соответственно уравнение движения (или равновесия исполнительного двигателя) будет

$$r(t) = H(D)\,v(t) + f_0(t), \qquad \text{(VIII.41)}$$

где $f_0(t)$ — регулируемая компонента выхода.

Структурная схема дополнительного сервомеханизма *2* показана на рис. VIII.13.

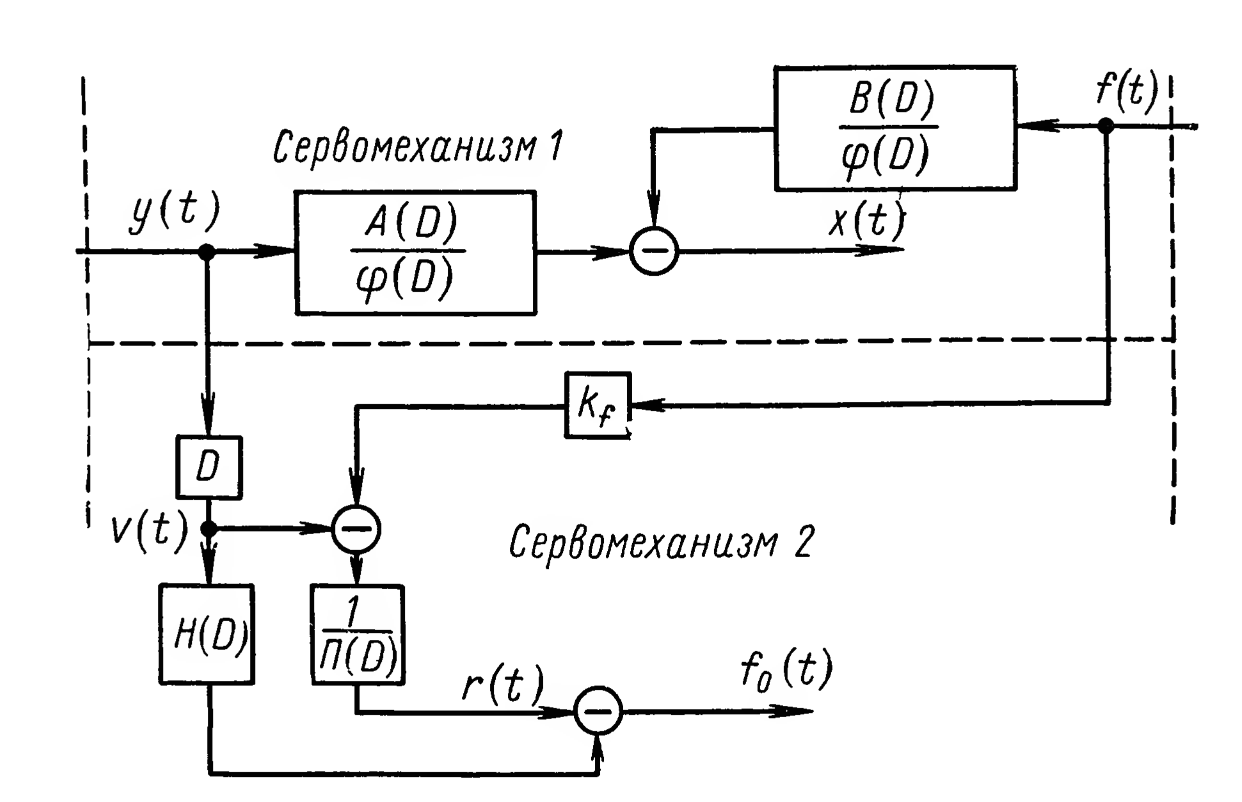


Рис. VIII.13. Структурная схема совмещенных сервомеханизмов

Переписывая уравнения (VIII.30) и (VIII.31) в канонической форме (компоненты выхода в левой части равенства, а компоненты входа — в правой), получим

$$П(D)\,f_0(t) = k_f f(t) - D\,[П(D)\,H(D) + 1]\,y(t), \qquad \text{(VIII.42)}$$

поэтому передаточная функция по управляющему воздействию при

$$W_F(s) = \frac{F_0(s)}{F(s)} = \frac{K_F}{П(s)}, \qquad \text{(VIII.43)}$$

а по «возмущающему» воздействию при

$$W_y(s) = \frac{F_0(s)}{y(s)} = \frac{D\,[П(D)\,H(D) + 1]}{П(D)}. \qquad \text{(VIII.44)}$$

Получение подобного рода передаточной функции является следствием нестандартного применения сервомеханизма. Для этой цели используется передача электрического сигнала от элемента $f(t)$ с целью получения управляемой компоненты $f_0(t)$ выхода. В результате в уравнение усилительного звена (VIII.30) входят две компоненты входа.

В реальных условиях эксплуатации высокочастотные составляющие управляющего сигнала $y(t)$, а также и шумы приведут к большим

колебаниям $r(t)$, на самом деле ограничиваемым, например, в гидравлических системах предохранительным клапаном (ограничителем момента), а при использовании исполнительного двигателя с независимым возбуждением — магнитным насыщением. Поэтому структурная схема сервомеханизма соответственно изменится введением нелинейных звеньев. Линейная система может быть получена соответствующей коррекцией. Расчеты таких систем для выявления влияния функций $f(t)$ и $y(t)$ на $f_0(t)$, имитирующего отражение усилия из-за возмущающего воздействия при перемещении рукояти управления оператором, следует проводить при помощи ЦВМ.

7. РАБОТА СЕРВОМЕХАНИЗМА С ИЗМЕНЯЮЩЕЙСЯ ИНЕРЦИОННОЙ НАГРУЗКОЙ

Пусть сервомеханизм вращается около вертикальной оси основания с установленной в нем трубой телескопа, которая может изменять наклон при повороте в вертикальной плоскости, проходящей через ее ось. Если при этом центр инерции трубы не совпадает с осью, то изменение наклона трубы приведет к изменению ее момента инерции относительно вертикальной оси при практически неизменном значении остальных нагрузок на сервомеханизм.

В некоторых условиях смещения рычажного устройства сервомеханизмом (например, в условиях невесомости) может изменяться приведенная к исполнительному двигателю сервомеханизма масса при неизменной статической нагрузке [13]. В этом случае обобщенная инерционная нагрузка на сервомеханизм изменяется как функция угла поворота (или смещения) исполнительного двигателя.

Рассмотрим силовой сервомеханизм с исполнительным двигателем вращательного движения с постоянным значением обобщенного коэффициента активного сопротивления h и линейно меняющимся обобщенным приведенным моментом инерции [13]:

$$J = J_0 + k\theta, \tag{VIII.45}$$

где $k = \text{const}$, θ — угол поворота исполнительного двигателя (регулируемая компонента вектора выхода) и $J_0 = \text{const}$.

Пусть оператор потерь будет $\Pi(D) = \tau\left(1 + \frac{\vartheta}{\tau} D\right)$, компоненты вектора входа $\Omega_{xx} e$ и M_0 (регулируемая и нерегулируемая соответственно), а нерегулируемая компонента вектора выхода r — эффективный момент исполнительного двигателя. В этом случае уравнение движения записывают в форме

$$\frac{d}{d'}\left[(J_0 + k\theta)\frac{d\theta}{dt}\right] + h\frac{d\theta}{dt} + M_0 = r, \tag{VIII.46}$$

а уравнение усилительного звена

$$\frac{d\theta}{dt} + \vartheta\frac{dr}{dt} + \tau r = \Omega_{xx} e, \tag{VIII.47}$$

которые в безразмерных переменных $y=\frac{\Omega}{\Omega_0}$ и $x=\frac{t}{T}$ после исключения r принимают форму:

$$(1+\xi\theta)\frac{d^2y}{dx^2}+2(\zeta+\varepsilon)\frac{dy}{dx}+3\xi\beta y\frac{dy}{dx}+2\xi\varepsilon\theta\frac{dy}{dx}+2\xi\beta\varepsilon y^2+y=1-\mu, \tag{VIII.48}$$

где

$$\Omega_0=\frac{\Omega_{xx}e}{1+\tau h},\quad T=\sqrt{\frac{\vartheta J_0}{1+\tau h}},$$

$$\zeta=\frac{h\sqrt{\vartheta}}{2\sqrt{J_0(1+\tau h)}},\quad \varepsilon=\frac{\tau\sqrt{J_0}}{2\sqrt{\vartheta(1+\tau h)}},\quad \xi=\frac{k}{J_0},$$

$$\beta=\Omega_0 T,\quad \mu=\frac{\tau M_0}{(1+\tau h)\Omega_0},$$

$$\theta=\int_0^t\Omega\,dt=\beta\int_0^x y\,dx.$$

Анализ собственных движений (e = const) проводится при помощи уравнения возмущенного движения [13] относительно установившегося значения y_0, полагая отклонения колебательными (поэтому $\int_0^x Y dx\approx 0$, что справедливо для сервомеханизмов с $\zeta+\varepsilon<\frac{1}{\sqrt{2}}$),

$$y'=Z$$

$$Z'=-\frac{m_1}{1+m_0x}Y-\frac{m_2+2\varepsilon m_0x}{1+m_0x}Z-\frac{3\xi\beta}{1+m_0x}YZ-\frac{2\xi\beta\varepsilon}{1+m_0x}Y^2, \tag{VIII.49}$$

$$\text{где } Y=y-y_0;\ Z=Y'=y'\equiv\frac{dy}{dx};\quad Z'=y''\equiv\frac{d^2y}{dx^2};$$

$$m_0=\xi\beta y_0;\quad m_1=1+4\varepsilon m_0;$$

$$m_2=2(\zeta+\varepsilon)+2m_0;$$

причем $\theta=\beta y_0x$. Таким образом, решение задачи сводится к исследованию установившихся движений в нестационарной ($k\neq 0$) нелинейной (имеется член, содержащий UZ) системе второго порядка.

При $\xi>0$ ($k>0$) обязательно $m_0>0$, что позволяет [12] проводить исследование системы уравнений типа

$$\frac{du_s}{dx}=p(x)u_s+\varphi_s(x, u_1, \ldots, u_n),$$

$$s=1, 2, \ldots, n. \tag{VIII.50}$$

В работе [12] показано, что решения системы (VIII.50) устойчивы при любом выборе функций φ_s, удовлетворяющих в области $|u_s|\leqslant H$, условно $|\varphi_s|<A\sum_{s=1}^{n}u_s^2$, где A, H — некоторые постоянные. Тогда достаточно, чтобы выполнялись условия $\exp\int_0^x p\,dx<B$, $\int_0^x\exp\int_0^{\lambda_1}p(\lambda_1)\,d\lambda_1\,dx<B$, где B — также постоянная, а λ_1 — вспомогательная переменная.

Поскольку $p(x) = -\frac{m_2 + 2\varepsilon m_0 x}{1 + m_0 x}$, то перечисленные неравенства выполняются и при $k > 0$, а невозмущенное движение устойчиво.

В случае, когда $\xi < 0$ ($k < 0$), обязательно $m_0 < 0$, а коэффициенты системы (VIII.50) — неограниченные функции x и поэтому анализ устойчивости решений должен проводиться на конечном интервале, что относится к особенностям расчета на устойчивость сервомеханизмов с переменной инерционной нагрузкой.

Для того чтобы нулевое решение системы вида

$$\frac{du_s}{dx} = \sum_{i=1}^{n} p_{si}(x) u_i + f_s(x, u_1, \ldots, u_n), \quad s = 1, 2, \ldots, n, \qquad \text{(VIII.51)}$$

при фиксированном x было устойчиво на конечном интервале при любом выборе функций f_s, удовлетворяющих неравенство

$$|f_s| \leqslant \varphi_s(x) \left| \sum_{i=1}^{n} u_i^2 \right|^{c > 0,5},$$

где $\varphi_s(x)$ — непрерывные положительные функции, необходимо и достаточно, чтобы корни уравнения $|\mathrm{P}(x_0) - \lambda \mathrm{E}| = 0$ имели отрицательные действительные части, где $\mathrm{P}(x_0)$ — матрица, элементами которой являются числа $p_{si}(x_0)$, а E — единичная матрица.

Характеристическое уравнение первого приближения уравнения (VIII.39) при $x_0 = 0$ будет $\lambda^2 + m_2\lambda + m_1 = 0$, корни которого имеют отрицательные вещественные части, поскольку m_1 и m_2 больше нуля. Для приближенной оценки интервала устойчивости в работе [3] рекомендуется произвольно задавать определенно-отрицательную форму W, на которой строится функция Ляпунова $V = \sum_{i, j=1}^{n} a_{ij} u_i u_j$, причем полная производная этой функции в соответствии с системой $\frac{du_s}{dx} = \sum_{i=1}^{n} p_{si}(x_0) u_i$ совпадает с формой W. По А. М. Ляпунову функция V будет определенно-положительной квадратичной формой. Интервал устойчивости $R^* < x_1$, где x_1 — промежуток безразмерного времени, на котором форма $W_1 = \sum_{i, s=1}^{n} \frac{\partial V}{\partial u_s} p(x) u_i$ остается отрицательной.

Задаваясь для решения задачи $W = -y^2 - z^2$, получим функцию Ляпунова

$$V = \left(\frac{m_2}{2m_1} + \frac{m_1 + 1}{2m_2}\right) Y^2 + \frac{1}{m_1} YZ + \frac{m_1 + 1}{2m_1 m_2} Z^2$$

и форму

$$W_1 = -\frac{1}{1 + m_0 x} Y^2 + \frac{(m_1^2 + m_2^2 + m_1 - 2\varepsilon m_2) m_0 x}{m_1 m_2 (1 + m_0 x)} YZ +$$
$$+ \frac{(m_2 - 2\varepsilon m_1 - 2\varepsilon) m_0 x - m_1 m_2}{m_1 m_2 (1 + m_0 x)} Z^2 = \gamma_{11} Y^2 + \gamma_{12} YZ + \gamma_{22} Z^2.$$

Из неравенств типа $(-1)^l \Delta_l(x) > 0$, $l = 1,2$, где $\Delta_l(x)$ — главные миноры матрицы квадратичной формы W_1, определяется x_1 наименьшим из значений, при котором нарушается одно из этих неравенств. Поэтому x_1 находится из уравнения

$$\gamma_{11}\gamma_{22}-\gamma_{12}^2=\frac{(2\varepsilon m_1+2\varepsilon-m_2)\,m_0x+m_1m_2}{m_1m_2\,(1+m_0)}-\frac{(m_1^2+m_2^2+m_1-2\varepsilon m_2)^2m_0^2x_1^2}{4m_1^2m_2^2\,(1+m_0x_1)^2}=0,$$

или

$$m_0^2\,(m_1^2+m_2^2+m_1-2\varepsilon m_2)^2\,x_1^2-4m_0m_1m_2\,(2\varepsilon m_1-3m_0)\,x_1-4m_1^2m_2^2=0. \tag{VIII.52}$$

Корни полученного уравнения вещественны и один из них положителен, поскольку для случая $l = 2m_0 < 0$, $m_1 > 0$ и $m_2 > 0$, поэтому при $k < 0$, когда время рабочего цикла сервомеханизма больше интервала устойчивости, движение будет расходящимся.

При $\xi=\frac{k}{J_0}\leqslant 1$ величину ξ можно выбрать в качестве малого параметра, при помощи которого проводится последующий анализ.

Реакция сервомеханизма на ступенчатое изменение сигнала управления отыскивается в виде степенного ряда $y=\sum\limits_{q=0}^{\infty}\xi^q y_q$, $\theta=\sum\limits_{q=0}^{\infty}\xi^q\theta_q$, причем $\theta_q=\beta\int\limits_0^x y_q\,dx$. Тогда порождающее уравнение и уравнения первого и второго приближения будут

$$\begin{aligned}
&y_0''+2\,(\zeta+\varepsilon)\,y_0'+y_0=1-\mu;\\
&y_1''+2\,(\zeta+\varepsilon)\,y_1'+y_1=-(\theta_0y_0''+3\beta y_0y_0'+2\varepsilon\theta_0y_0'+2\beta\varepsilon y_0^2);\\
&y_2''+2\,(\zeta+\varepsilon)\,y_2'+y_2=-(\theta_0y_1''+\theta_1y_0''+3\beta y_0y_1'+\\
&\quad+3\beta y_1y_0'+3\varepsilon\theta_0y_1'+2\varepsilon\theta_1y_0'+4\beta\varepsilon y_0y_1),
\end{aligned} \tag{VIII.53}$$

откуда переходный процесс с учетом нулевого и первого приближений описывается выражением

$$\begin{aligned}
y=&\,e^{-\delta x}(a_0\sin nx+b_0\cos nx)+(1-\mu)-\xi\,\{e^{-\delta x}[(a_1x+a_2x^2)\times\\
&\times\sin nx+(b_1x+b_2x^2)\cos nx]+e^{-2\delta x}[a_3\sin 2nx+b_3\cos 2nx+D]+\\
&+2\varepsilon\beta\,(1-\mu)^2\},
\end{aligned}$$

где $\delta = \zeta + \varepsilon$, $n = \sqrt{1-\delta^2}$, а a_0, a_1, a_2, a_3, b_0, b_1, b_2, b_3 и D — коэффициенты, определяемые при решении линейных уравнений нулевого и первого приближений.

Можно заметить, что при $\xi > 0$ колебательность меньше, чем при $\xi = 0$ (линейная система), а установившаяся скорость падает на величину $2\xi\varepsilon\beta\,(1-\mu)^2$; при $\xi < 0$ колебательность увеличивается, а возрастание установившейся скорости определяется тем же выражением.

Вынужденные колебания скорости сервомеханизма относительно установившегося значения можно анализировать методом малого параметра. В этом случае, записывая правую часть уравнения (VIII.48)

в форме $F = f \sin \nu x + 1 - \mu$, где $f < 1$ и ν — безразмерная частота, получим уравнение нулевого и первого приближений

$$y_0'' + 2\delta y_0' + y_0 = f \sin \nu x + 1 - \mu;$$

$$y_1'' + 2\delta y_1' + y_1 = -[(A_1 x + A_0) \sin \nu x + (B_1 x + B_0) \cos \nu x + A_2 \sin 2\nu x + B_2 \cos 2\nu x + c]$$

и выражение вынужденных колебаний безразмерной скорости с точностью до второй гармоники

$$y = c_0 \sin \nu x + d_0 \cos \nu x + 1 - \mu - \xi [(c_1 x + c_2) \sin \nu x + (d_1 x + d_2) \cos \nu x + c_3 \sin 2\nu x + d_3 \cos 2\nu x + g],$$

где A_0, A_1, A_2, B_0, B_1, B_2, c, c_0, c_1, c_2, c_3, d_0, d_1, d_2, d_3 и g — коэффициенты, определяемые при решении линейных уравнений первого и второго приближений.

При $\xi \neq 0$ амплитуда основной гармоники зависит от времени, уменьшаясь при $\xi > 0$ и возрастая при $\xi < 0$.

Расчеты сервомеханизмов (время переходного процесса, перерегулирование, размах вынужденных колебаний скорости сервомеханизма относительно ее установившегося значения, интервал устойчивости и т. п.), работающих с переменной инерционной нагрузкой, целесообразно проводить на ЦВМ и определять интервал устойчивости лишь в случае, когда $\xi < 0$ ($k < 0$), т. е. когда с увеличением времени значение инерционной нагрузки уменьшается.

Случаи нелинейного уменьшения инерционной нагрузки с увеличением угла поворота исполнительного двигателя сервомеханизма в настоящее время еще не исследованы.

8. КРИТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ГИДРАВЛИЧЕСКИХ И ПНЕВМАТИЧЕСКИХ НЕЛИНЕЙНЫХ СЕРВОМЕХАНИЗМОВ

Уравнения нелинейных сервомеханизмов и метод точечных преобразований. Для определения критического соотношения параметров в нелинейных сервомеханизмах используется аппарат точечного преобразования.

Метод точечных преобразований позволяет исследовать структуру разбиения фазового пространства системы на траектории, находить разбиение пространства параметров системы на области различного качественного состояния системы, исследовать устойчивость периодических движений, определять параметры автоколебаний, скользящих режимов и выявлять качественную картину переходных процессов при свободных колебаниях системы и при некоторых типах возмущений.

Метод опирается на кусочно-линейную аппроксимацию нелинейной характеристики системы, при которой фазовая траектория складывается из отдельных кусков, представляющих решение уравнений системы по участкам. Для исследования возможных движений системы необходимо знать либо уравнения интегральных кривых на фазовой плоскости, либо выражения координат фазовой плоскости от времени.

Для наглядности примем — фазовое пространство представляет собой фазовую плоскость, по осям координат которой отложены переменная и ее производная по времени. Исследуем динамику релейной системы, линейная часть которой описывается уравнением второго порядка. Релейная функция Φ (σ) имеет вид, показанный на рис. VIII. 14, *а* (соответствующие обозначения приведены на рисунке). Фазовая

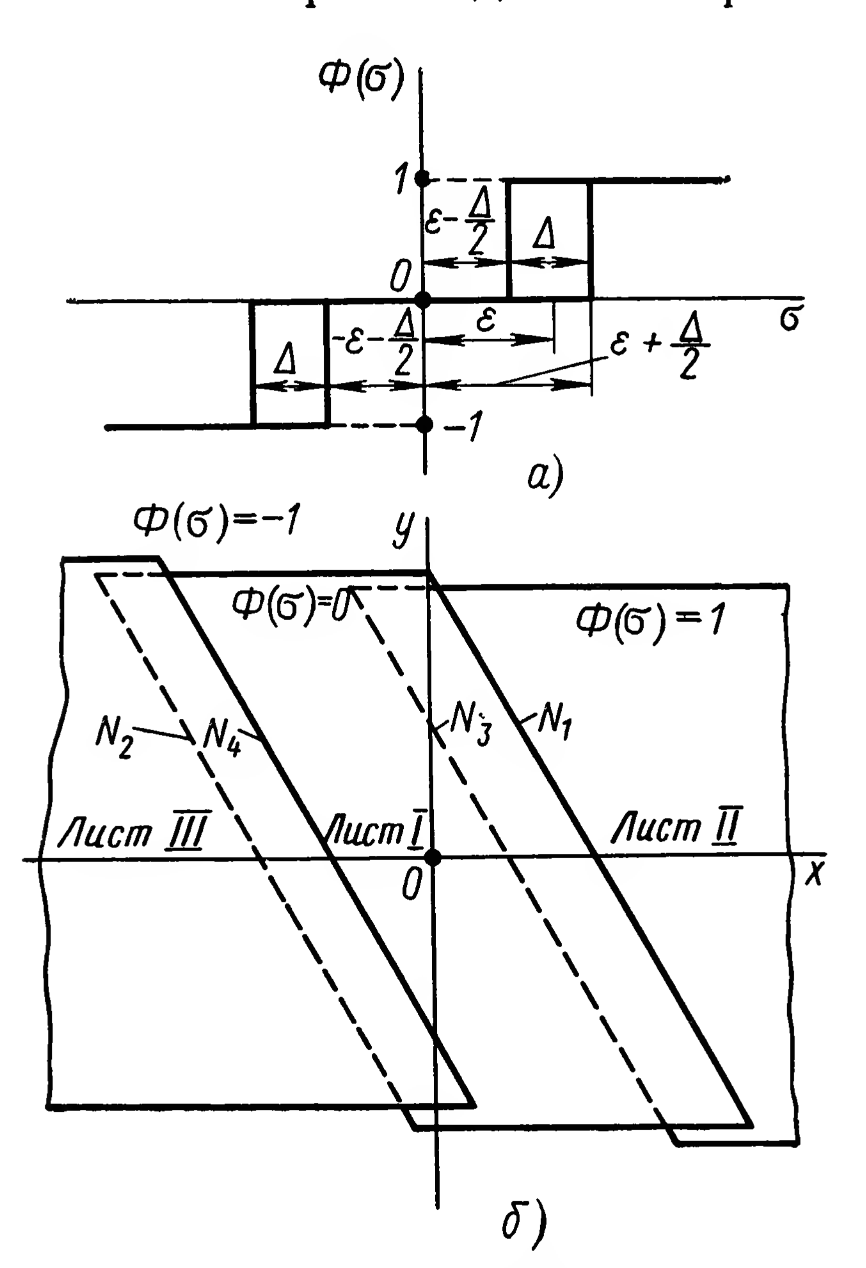


Рис. VIII.14. Характеристика сервомеханизма:

а — статическая нелинейная характеристика; *б* — трехлистная фазовая плоскость

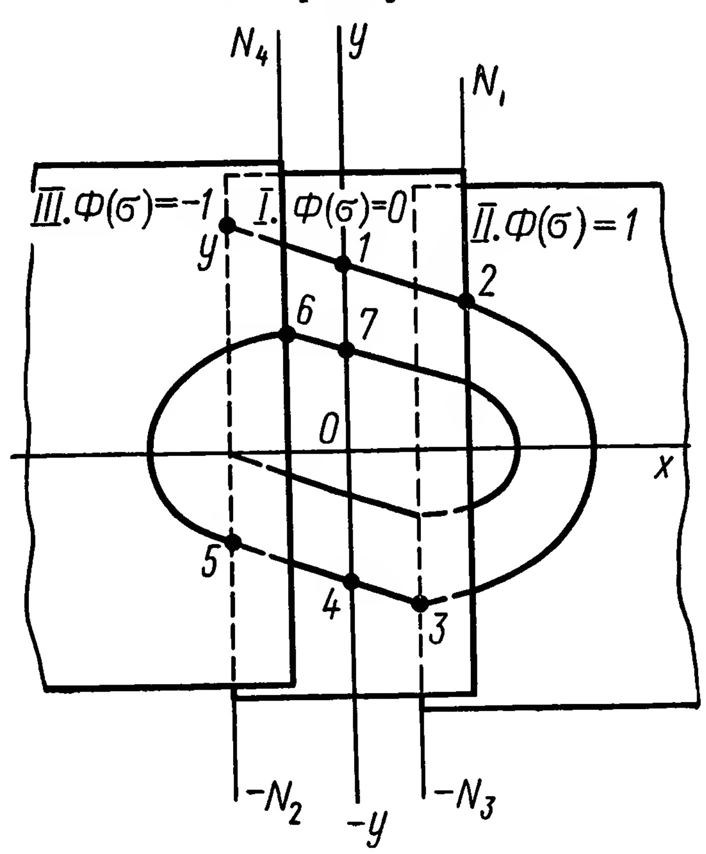


Рис. VIII.15. Фазовая плоскость сервомеханизма, содержащая предельный цикл

плоскость будет трехлистной с наложением их друг на друга (рис. VIII.14, *б*). В этом случае система описывается уравнениями

$$\frac{d^2x}{dt^2}+a_1\frac{dx}{dt}=-\Phi(\sigma);$$

$$\sigma=x+\beta\frac{dx}{dt},$$

где $\Phi(\sigma)=1$ при $\sigma\geqslant\varepsilon-\frac{\Delta}{2}$, $\Phi(\sigma)=0$ при $|\sigma|<\varepsilon-\frac{\Delta}{2}$, $\Phi(\sigma)=$ $=-1$ при $\sigma\leqslant-\left(\varepsilon-\frac{\Delta}{2}\right)$,

x — выходная координата сервомеханизма;

σ — координата управляющего элемента;

α и β — постоянные.

Эта система уравнений распадается на три линейных уравнения I—III, последовательно сменяющих друг друга по областям:

I. $\frac{d^2x}{dt^2}+a_1\frac{dx}{dt}=0$ при $|\sigma|<\varepsilon+\frac{\Delta}{2}$ и $\Phi(\sigma_0)=0$;

II. $\frac{d^2x}{dt^2}+a_1\frac{dx}{dt}=1$ при $\sigma\geqslant\varepsilon-\frac{\Delta}{2}$ и $\Phi(\sigma_0)=1$;

III. $\frac{d^2x}{dt^2}+a_1\frac{dx}{dt}=-1$ при $\sigma\leqslant-\left(\varepsilon-\frac{\Delta}{2}\right)$ и $\Phi(\sigma_0)=-1$.

На каждом из листов фазовой плоскости, показанной на рис. VIII.15, справедливо одно из этих уравнений.

Лист *I* фазовой плоскости ограничен справа и слева прямыми (линиями переключения)

$$\sigma=\pm\left(\varepsilon+\frac{\Delta}{2}\right) \text{ или } x+\beta y=\pm\left(\varepsilon+\frac{\Delta}{2}\right),$$

отсюда:

$$y_1=-\frac{1}{\beta}x+\frac{1}{\beta}\left(\varepsilon+\frac{\Delta}{2}\right);$$

$$y_2=\frac{1}{\beta}x-\frac{1}{\beta}\left(\varepsilon+\frac{\Delta}{2}\right).$$

Лист *II* фазовой плоскости, на котором справедливо уравнение II, $\Phi(\sigma)=1$, ограничен слева прямой

$$\sigma=\varepsilon-\frac{\Delta}{2} \text{ или } y_3=-\frac{1}{\beta}x+\frac{1}{\beta}\left(\varepsilon-\frac{\Delta}{2}\right). \qquad \text{(VIII.54)}$$

Лист *III* фазовой плоскости, на котором справедливо уравнение III, $\Phi(\sigma)=-1$, ограничен справа прямой $\sigma=-\left(\varepsilon-\frac{\Delta}{2}\right)$ или $y_4=$ $=-\frac{1}{\beta}x-\frac{1}{\beta}\left(\varepsilon-\frac{\Delta}{2}\right)$. В случае $a_1=0$ уравнение на листе *I* будет $\ddot{x}=0$. Интегрируя это уравнение, получим:

$$\dot{x}=y=c_1=\text{const};$$

$$x=c_1t+c_2.$$

Постоянные интегрирования C_1 и C_2 определяются через начальные условия. При $t=0$, $x=x_0=c_2$; отсюда:

$$\left.\begin{aligned} y_1&=y_0;\\ x&=y_0t+x_0.\end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.55)}$$

Из последних уравнений видно, что на листе *I* изображающая точка движется по горизонтальным прямым $y=y_0=\text{const}$.

На листе *II* уравнение системы имеет вид $\ddot{x}=-1$. Интегрируя его, получим

$$y=-t+y_0;$$

$$x=-\frac{t^2}{2}+y_0t+x_0.$$

Исключая из последних выражений время t, получим уравнение фазовых траекторий на листе *II* в виде

$$x=-\frac{y^2}{2}+\frac{y_0^2}{2}+x_0. \qquad \text{(VIII.56)}$$

Аналогично уравнение фазовых траекторий на листе *III* будет

$$x=\frac{y^2}{2}-\frac{y_0^2}{2}+x_0.$$

Очевидно, что уравнения фазовых траекторий на всех трех листах можно объединить в одно:

$$x=-\frac{y^2}{2\Phi(\sigma)}+\frac{y_0^2}{2\Phi(\sigma)}+x_0$$

или

$$y^2=y_0^2+2\Phi(\sigma)(x-x_0).$$

Таким образом, на листах *II* и *III* фазовыми траекториями являются параболы (рис. VIII.16), симметричные относительно оси x с вершинами в точке $x_0+\frac{y_0^2}{2\Phi(\sigma)}$. При $a_1\neq 0$ фазовыми траекториями на листе *I* являются наклонные прямые, а на листах *II* и *III* лога-

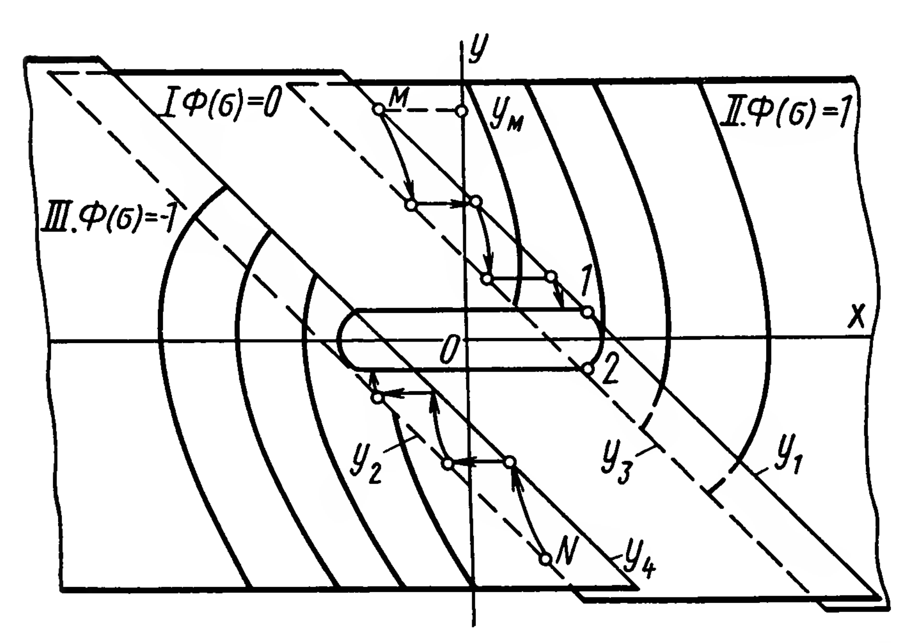


Рис. VIII.16. Диаграммы точечных преобразований: точка *A* соответствует устойчивому предельному циклу; точка *B* — неустойчивому предельному циклу; точка *C* — полуустойчивому циклу

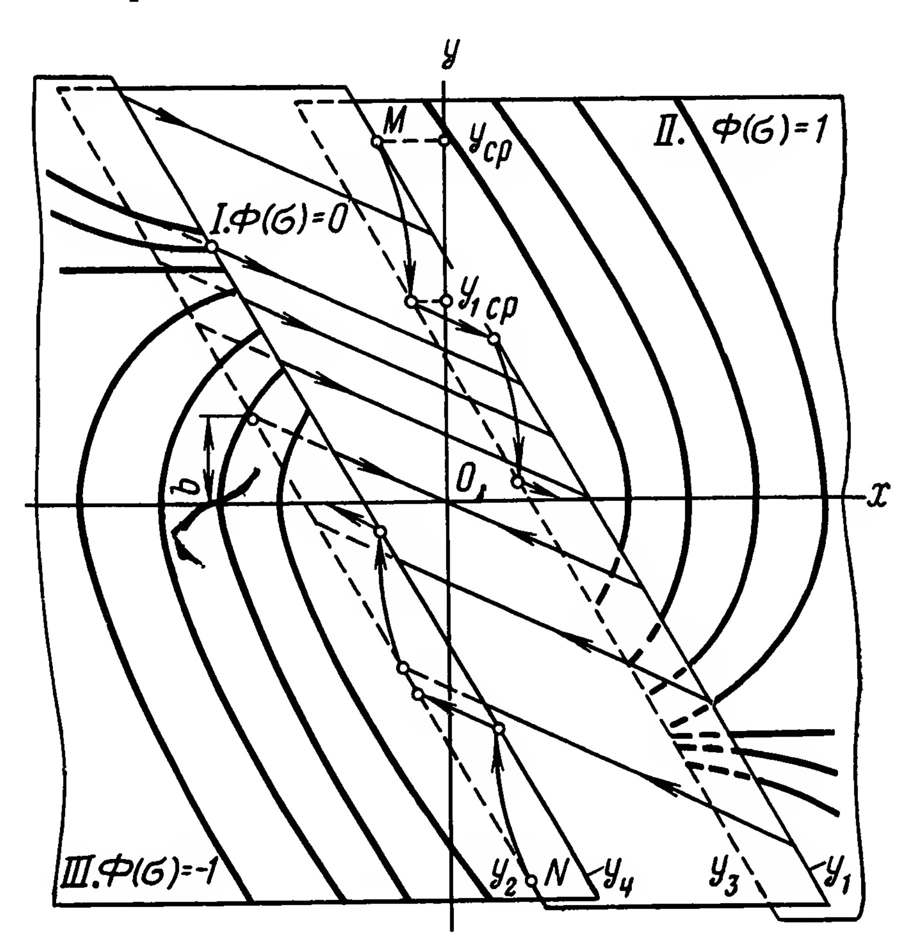


Рис. VIII.17. Точечное преобразование на трехлистной фазовой плоскости

рифмические кривые, которые при $t\to\infty$ асимптотически стремятся соответственно к прямым $y=-\frac{1}{a_1}$ и $y=\frac{1}{a_1}$ (рис. VIII.17).

Рассмотрим, как происходит переход точек полуоси $+y$ при обороте изображающей точки около начала координат снова на полуось $+y$.

Пусть в начальный момент изображающая точка находится на оси y в точке *1* (см. рис. VIII.15). В соответствии с линейной системой уравнений движения, действующей на листе *I*, изображающая точка переходит по фазовой траектории на полупрямую N_1 в точку *2*. Назовем переход точек полуоси $+y$ на полупрямую N_1 преобразованием (отображением) S_1^+. Далее изображающая точка в соответствии с линейной системой уравнений на листе *II* переходит на полупрямую $-N_3$ в точку *3*. Этот переход назовем преобразованием E^+. С полупрямой $-N_3$ изображающая точка по фазовой траектории переходит на полуось $-y$ в точку *4*. Этот переход назовем S_2^-. Затем изображающая точка переходит на полупрямую $-N_2$ в точку *5* — преобразование S_1^-, на полупрямую N_4 в точку *6* — преобразование E^- и, наконец, снова на полуось $+y$ в точку *7* — преобразование S_2^+.

Таким образом, преобразование $T = S_1^+E^+S_2^-$ переводит точки полуоси $+ y$ на полуось $- y$, а преобразование $T^- = S^+E^-S_2^{+\prime}$ точки полуоси $- y$ снова на полуось $+ y$, т. е. преобразование $T = S_1^+E^+S_2^-S_1^-E^-S_2^+$ переводит точки полуоси $+ y$ снова на эту полуось. Такое преобразование называется преобразованием полуоси y «самой в себя». Это преобразование можно записать в виде зависимости

$$y_7 = f(y_1),$$

где через y_7 и y_1 обозначены ординаты точек *1* и *7*.

В рассматриваемом примере проще изучать преобразование не полуоси $+ y$ «самой в себя», а преобразование полупрямой N_1 «самой в себя». В этом случае преобразование представится выражением $T = S^+E^+S^-E^-$, где через S^+E^+ обозначено преобразование, соответствующее переходу точек полупрямой $+ N_1$ на полупрямую $- N_3$.

В тех случаях, когда фазовая плоскость симметрична относительно начала координат, достаточно исследовать только половину всего точечного преобразования $T^+ = S^+E^+$, т. е. преобразование полупрямой $+ N_1$ в полупрямую $- N_3$. В данном случае преобразование полуоси $+ y$ самой в себя может быть записано в виде

$$y_1 = f(y_0), \quad (y_1 < 0). \tag{VIII.57}$$

Если изображающая точка после одного оборота относительно начала координат снова попадает на полупрямую (см. например, на рис. VIII.15), то она, в зависимости от динамических свойств системы, может оказаться выше и ниже первоначального положения или совпадать с первоначальным положением. В зависимости от этого движение системы будет соответственно расходящимся, сходящимся или автоколебательным. При этом возможно, что фазовые траектории будут раскручиваться и скручиваться к замкнутым кривым — предельным циклам. Причем условием наличия предельного цикла на фазовой плоскости будет $y_1 = y_0$ при $y_1 < 0$.

Для того чтобы выявить, по каким траекториям будет перемещаться изображающая точка для данной конкретной системы, необходимо исследовать последовательность точек пересечения фазовых траекторий с выбранной полупрямой при непрерывном изменении начальных условий, т. е. при повторении преобразования T^+. Эта последовательность точек пересечения фазовых траекторий с выбранной полупрямой, представленная в виде функции от начальных условий (VIII.57), и представляет собой точечное преобразование полупрямой самой в себя.

Для изучения структуры преобразования прямой в прямую пользуются специальной диаграммой точечного преобразования (диаграмма Кенигса—Ламерея), приведенной на рис. VIII.18.

В работе [3] преобразование прямой самой в себя записывается в общем виде уравнениями

$$(T^+)\, v = v(u); \quad (T^-)\, u_1 = u_1(v)$$
$$\text{и} \;\; T = u_1 = u_1(u), \tag{VIII.58}$$

где u — текущее начальное значение ординаты y, взятое на линии переключения $+N_1$, $(y > 0)$;

$v = -y_1$ — значение ординаты v, взятое на линии переключения $-N_3$ $(y < 0)$ с обратным знаком;

u_1 — значение ординаты y через один обход изображающей точки вокруг начала координат.

Функции (VIII.58) иначе называют функциями соответствия.

Диаграмма точечного преобразования характеризует взаимное расположение какой-либо выбранной кривой или прямой $u_1 = u$, проведенной из начала координат под углом 45° с кривой $u_1 = u_1(u)$, представляющей точечное преобразование полупрямой самой в себя. Точки пересечения этих двух кривых или прямой и кривой являются неподвижными точками данной фазовой плоскости, определяющими наличие предельных циклов. От числа точек пересечения зависит количество возможных предельных циклов. Взаиморасположение этих кривых или прямой и кривой позволяет решить вопрос о структуре разбиения фазовой плоскости на траектории, об устойчивости положения равновесия и периодических колебаниях системы. Чтобы определить, какому типу предельного цикла соответствует точка пересечения кривой $u_1 = u_1(u)$ с прямой $u_1 = u$, надо взять на оси абсцисс начальную точку $y_0^* = y_{01}$ или $y_0^* = y_{02}$ сначала слева, а затем справа от точки пересечения и проследить ход точечного преобразования, как показано стрелками на рис. VIII.18, *а*. Таким образом, расположение и вид кривой $u_1 = u_1(u)$ и прямой $u_1 = u$ определяют также характер протекания переходных процессов при свободных колебаниях системы. В данном случае процесс сходится с обеих сторон к точке пересечения, следовательно, на рис. VIII.18, *а* имеет место устойчивый предельный цикл, соответствующий автоколебательному процессу в системе. Здесь абсцисса точки пересечения дает амплитуду автоколебаний.

Иногда бывает трудно математически выразить функцию точечного преобразования полупрямой самой в себя и оказывается проще исследовать две кривые, одна из которых представляет функцию точечного преобразования положительной полуоси в какую-либо прямую, а другая — функцию точечного преобразования отрицательной полуоси в ту же полупрямую. Тогда взаиморасположение этих кривых также дает ответ о структуре разбиения фазового пространства на траектории, а число точек пересечения их дает ответ о количестве предельных циклов в системе. Другие возможные типы диаграмм точечного преобразования показывают, что рис. VIII 18, *б* соответствует неустойчивому предельному циклу; он ограничивает область начальных условий (x_0, y_0), при которых система устойчива относительно установившегося состояния с постоянным значением регулируемой величины $(x = 0)$. При начальных же условиях (x_0, y_0), выходящих за контур этого предельного цикла, система становится неустойчивой, т. е. система устойчива в малом и неустойчива в большом.

Рис. VIII.18, *в* соответствует наличию двух предельных циклов, из которых меньший неустойчив, а больший устойчив. Таким образом, при начальных условиях (x_0, y_0), расположенных внутри первого

предельного цикла, система устойчива, как и в предыдущем случае, а при всяких других начальных условиях она стремится к установившемуся автоколебательному процессу, который определяется вторым

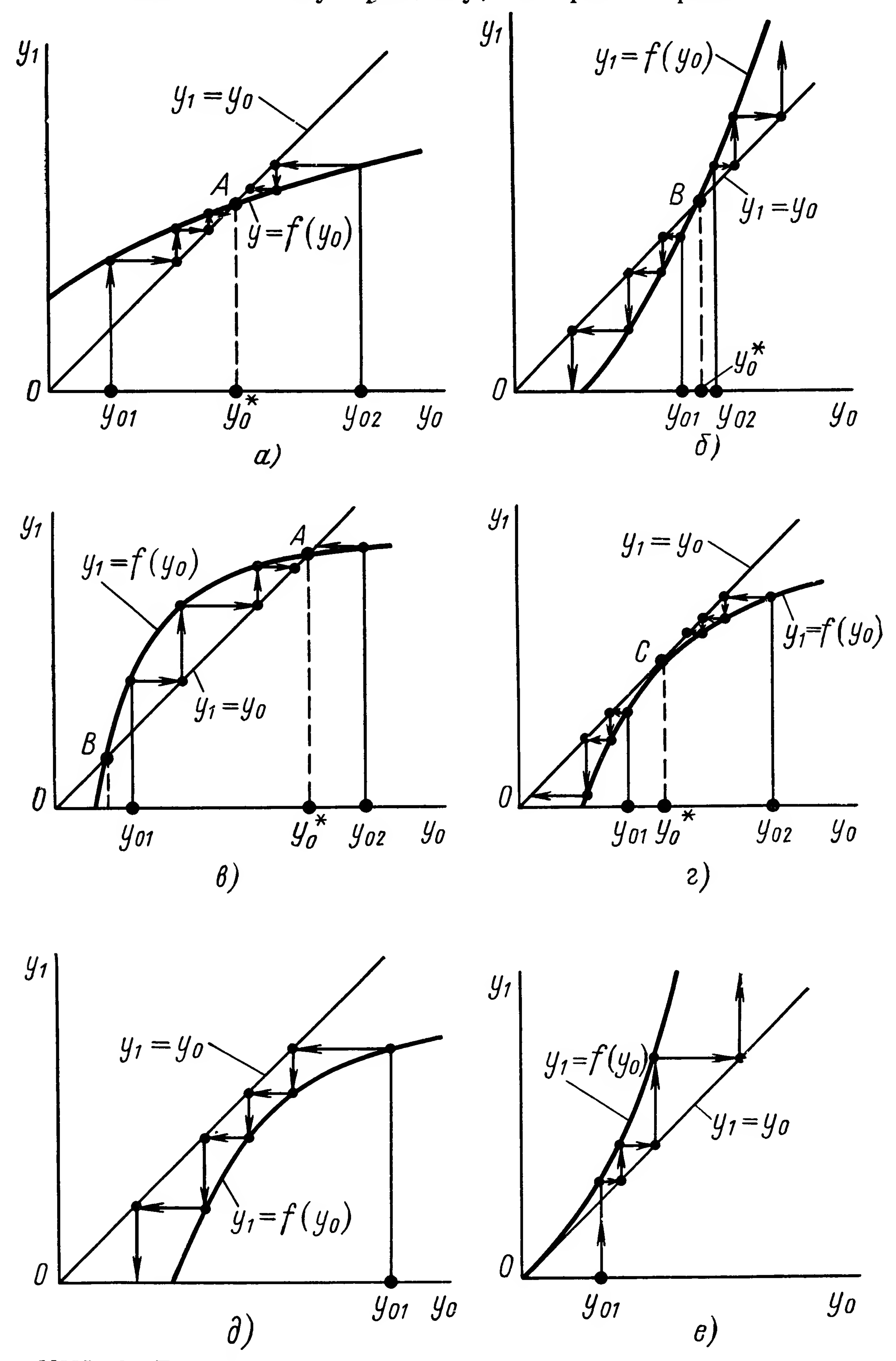


Рис. VIII.18. Диаграмма точечных преобразований (6 основных случаев)

предельным циклом. Этот случай может выродиться в случай, изображенный на рис. VIII. 18, *г*, когда оба предельных цикла сливаются в один полуустойчивый, который при малейшем изменении параметров может перейти в устойчивый предельный цикл, соответствующий

устойчивым периодическим колебаниям или к затухающим колебаниям. Характерным для полуустойчивого цикла является то, что фазовые траектории «наматываются» на него только снаружи, а внутри траектории «сматываются», т. е. изображающая точка движется к «отрезку покоя». Подобные особые случаи называются бифуркационными. Соотношение параметров, при котором система находится на границе устойчивости, обычно называется критическим. Поэтому бифуркационные значения параметров соответствуют критическому соотношению их и определяют в пространстве параметров границу, разделяющую его на области устойчивости и автоколебаний. Знание расположения границ в пространстве параметров позволяет сделать вывод относительно выбора параметров данной системы с тем, чтобы либо получить устойчивую систему, либо, наоборот, вызвать ее автоколебания с определенной амплитудой и частотой для улучшения ее динамических свойств. Варьируя параметрами системы, можно получить такое расположение кривых (или кривой и прямой), при котором переходные процессы системы приближаются к требуемому виду.

Наконец, на рис. VIII.18, *д* изображены случаи, когда на диаграмме точечного преобразования кривая $u_1 = u_1(u)$ не пересекается с прямой, проведенной под углом 45° к осям. Это означает соответственно устойчивость (рис. VIII.18, *д*) и неустойчивость (рис. VIII.18, *е*) системы при любых начальных условиях, для которых справедливы исследуемые уравнения системы.

В заключение отметим, что метод точечных преобразований дает не только качественный, но и количественный ответ на вопрос о возможных способах разбиения фазового пространства на траектории при тех или иных значениях параметров и о характеристике возможных автоколебаний исследуемых систем. Этот метод является точным с такой степенью точности, с какой исследуемая система представлена нелинейными дифференциальными уравнениями и соответствующими характеристиками.

Для систем выше второго порядка вместо фазовой плоскости придется иметь дело с фазовым пространством и с точечным преобразованием не линий, а поверхностей. Исследование систем, описываемых уравнениями выше третьего порядка, связано со значительными математическими трудностями.

При исследовании сложных систем методом точечных преобразований не всегда удается определить функцию соответствия $u_1 = u_1(u)$ в явном виде. В этом случае используют графики обратных функций соответствия:

$$u = u(v) \quad \text{и} \quad u_1 = u_1(v), \qquad \text{(VIII.59)}$$

где функция $u = u(v)$ является обратной по отношению к функции $v = v(u)$. Точки пересечения графиков функций (VIII.59) определяют неподвижные точки изображения T.

Теперь рассмотрим более подробно два способа определения функций соответствия, когда известны уравнения фазовых траекторий, а также когда известны выражения фазовых координат в зависимости от времени t и начальных условий (x_0, y_0).

Предположим, что в рассматриваемом примере, в котором линейная часть системы описывается уравнением второго порядка, а нелинейность имеет вид, приведенный на рис. VIII.14, *а*, необходимо определить точечное преобразование полупрямой $+N_1$ в полупрямую $-N_3$ при известном уравнении фазовых траекторий на листе I:

$$y=\varphi(x, x_0, y_0). \tag{VIII.60}$$

Пусть в начальный момент времени изображающая точка с координатами x_0, y_0 находится на полупрямой $+N_1$. Из уравнения прямой N_1 найдем

$$x_0=\psi_1(y_0).$$

Координаты точки x_1, y_1 могут быть определены как координаты точки пересечения фазовой траектории (VIII.60) с прямой N_3, уравнение которой имеет вид

$$x=\psi_2(y).$$

Для этого из системы уравнений

$$y_1=\varphi[x_1, \psi_1(y_0), y_0]=\varphi_1(x_1, y_0);$$
$$x_1=\psi_2(y_1)$$

необходимо найти y_1 как функцию y_0, или, обозначая $y=u$, а $y_1 = -v$, запишем искомую функцию соответствия в виде

$$v=v(u). \tag{VIII.61}$$

Во многих практических задачах решение уравнения (VIII.61) затруднительно. В этом случае функция соответствия может быть определена вторым способом, т. е. по известным выражениям фазовых координат как функций времени t и начальных условий x_0, y_0:

$$x=\varphi_1(x_0, y_0, t);$$
$$y=\varphi_2(x_0, y_0, t).$$

Полагая по-прежнему, что в начальный момент времени $t=0$, изображающая точка находится на прямой N_1 с координатами x_0, y_0 и что $x_0=\psi_1(y_0)$, найдем

$$\left.\begin{aligned} x&=\varphi_1[\psi_1(y_0), y_0, t]=\varphi_3(y_0, t);\\ y&=\varphi_2[\psi_1(y_0), y_0, t]=\varphi_4(y_0, t).\end{aligned}\right\} \tag{VIII.62}$$

Через некоторое время при $t=t_1$ фазовая траектория пересечет прямую N_3 в точке с координатами $x_1 y_1$, выражения которых на основании (VIII.62) можно записать в виде

$$\left.\begin{aligned} x_1&=\varphi_3(y_0, t_1);\\ y_1&=\varphi_4(y_0, t_1).\end{aligned}\right\} \tag{VIII.63}$$

Используя уравнение линии переключения N_3, $x=\psi_2(y)$, перепишем первое уравнение системы (VIII.63) в виде $x_1=\psi_2(y_1)=\varphi_3(y_0, t_1)$,

откуда $y_1 = \varphi_5(y_0, t_1)$. Окончательно система уравнений (VIII.63) примет вид

$$\left.\begin{aligned} y_1 &= \varphi_5(y_0, t_1); \\ y_1 &= \varphi_4(y_0, t_1). \end{aligned}\right\} \qquad \text{(VIII.64)}$$

Решая систему уравнений (VIII.64) относительно x_0 и y_1, получим

$$y_0 = f_1(t_1); \quad y_1 = f_2(t_1) \text{ или}$$

$$u = u(t); \quad v = v(t). \qquad \text{(VIII.65)}$$

Выражения (VIII.65) определяют точечное преобразование полупрямой $+N_1$ в полупрямую $-N_3$ в параметрической форме.

Применим изложенную выше методику для ранее рассмотренного примера. Если фазовая плоскость симметрична относительно начала координат, то это позволяет ограничиться построением точечного преобразования полупрямой в симметричную ей полупрямую.

Положим, что изображающая точка в начальный момент времени при $t = t_0$ располагается на полупрямой $+N_4$ с координатами x_0, y_0. Построим преобразование полупрямой $+N_4$ в полупрямую $-N_3$, которое обозначим через $T = E^+S^+$, где E^+ и S^+ — соответственно преобразование полупрямой $+N_4$ в полупрямую $+N_1$ и полупрямой $+N_1$ в полупрямую $-N_3$. Преобразование полупрямой $+N_4$ самой в себя обозначим через $T = E^+S^+E^-S^-$, где E^- — преобразование полупрямой $-N_3$ в полупрямую $-N_2$, а S^- — полупрямой $-N_2$ в полупрямую $+N_4$.

Фазовая траектория листа *I*, проходящая через начальную точку (x_0, y_0), пересечет прямую N_1 при $x = x_1$, $y = y_1$. Для определения функции соответствия E^+ надо найти связь между ординатами y_1 и y_0. Из уравнения фазовых траекторий (VIII.55) следует, что $y_1 = y_0$. Следовательно, последнее выражение и есть искомая функция соответствия. Найдем далее S^+: из точки с координатами x_1, y_1 фазовая траектория идет по листу *II* и пересекает прямую N_3 в точке с координатами x_2 y_2. Из уравнения прямой N_3 и уравнения фазовых траекторий на листе *II* (VIII.56) находим

$$x_2 = -\frac{y_2^2}{2} + \frac{y_1^2}{2} - \beta y_1 + \varepsilon + \frac{\Delta}{2}. \qquad \text{(VIII.66)}$$

Заменяя в последнем выражении x_2 его значением, найденным из выражения (VIII.54), получим уравнение

$$-\beta y_2 - \frac{\Delta}{2} = -\frac{y_2^2}{2} + \frac{y_1^2}{2} - \beta y + \frac{\Delta}{2},$$

которое можно переписать в виде

$$y_2^2 - 2\beta y_2 = y_1^2 - 2\beta y + 2\Delta$$

или

$$(y_2 - \beta)^2 - \beta^2 = y_1^2 - 2\beta y_1 + 2\Delta.$$

Из последнего выражения определим функцию соответствия преобразования S^+ в виде

$$y_2 = \beta - \sqrt{u^2 - 2\beta y_1 + 2\Delta + \beta^2}. \qquad \text{(VIII.67)}$$

Следовательно, функция соответствия преобразования полупрямой $+N$ в полупрямую $-N_3$ будет иметь вид

$$v = -\beta + \sqrt{u^2 - 2\beta u + 2\Delta + \beta^2} \text{ или}$$

$$v = v(u), \tag{VIII.68}$$

где $u = y_1$, $v = -y_2$.

Пусть u изменяется от 0 до ∞. В соответствии с этим величина v изменяется от $v^* = -y_{1ср}$ до $v = \infty$ (см. рис. VIII.19). Причем $v = v^*$ при $u = y_{ср}$ и $v = \infty$ при $u = \infty$. При $u = 0$ $v(0) =$

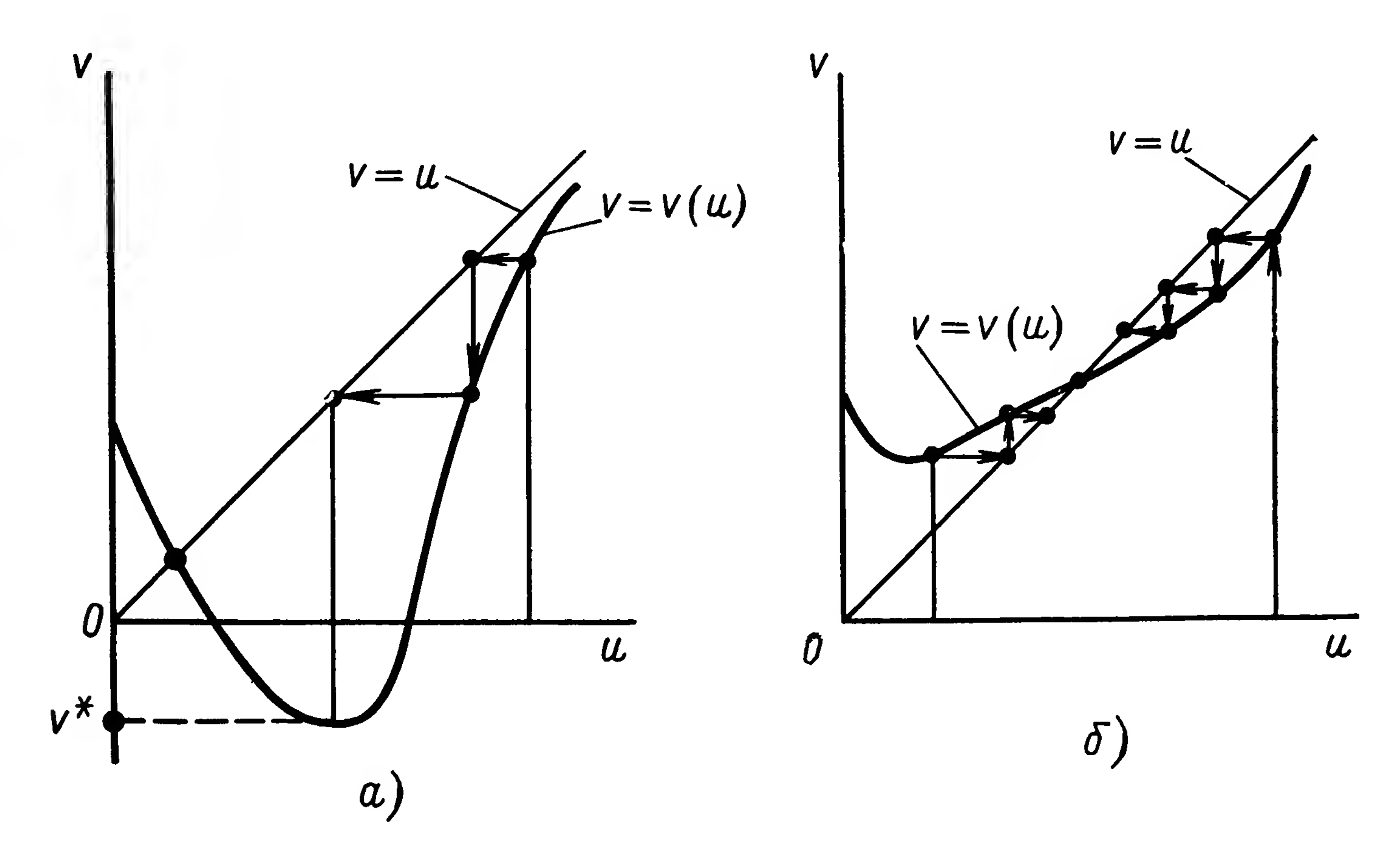


Рис. VIII.19. Диаграммы точечных преобразований:
а — при больших значениях β; *б* — при малых β

$= \sqrt{2\Delta + \beta^2} - \beta > 0$. Поскольку $\lim\limits_{u\to\infty} \frac{dv}{du} = 1$, то прямая $v = u$ является асимптотой кривой $v = v(u)$.

Возможные виды диаграммы точечного преобразования приведены на рис. VIII.19. На рис. VIII.19, *а* $v < 0$, что соответствует относительно большим значениям коэффициента β, а на рис. 19, *б* $v^* > 0$, что соответствует относительно малым значениям коэффициента β. Подставляя в уравнение (VIII.68) $v = u$, найдем единственную неподвижную точку преобразования $S^+u = y_a = \frac{\Delta}{2\beta}$.

Из рис. VIII.19 видно, что эта неподвижная точка пересечения кривой $v = v(u)$ с прямой $v = u$ соответствует на фазовой плоскости устойчивому предельному циклу. Причем в случае $v^* < 0$ в системе устанавливается автоколебательный режим и в окрестностях точки пересечения фазовая траектория имеет характерный вид, показанный на рис. VIII.19, *а*. К состоянию автоколебаний система подходит в скользящем режиме.

Из уравнения (VIII.68) следует, что при $\Delta = 0$ система становится устойчивой в большом, а при $\Delta \neq 0$, но при $\beta = 0$ система становится абсолютно неустойчивой.

Критическое соотношение параметров. Если при изменении какого-либо параметра сервомеханизма на бесконечно малую величину качественная картина разбиения фазовой плоскости на траектории существенно изменяется, то такое соотношение параметров называется бифуркационным. Так, например, на рис. VIII.18, *г* соотношение параметров сервомеханизма является бифуркационным. Действительно, при изменении любого из параметров сервомеханизма на диаграмме из одного полуустойчивого цикла появляются либо два (один устойчивый и один неустойчивый), либо цикл пропадает и сервомеханизм становится устойчивым.

В самом общем случае бифуркационных соотношений параметров для одного и того же сервомеханизма может быть несколько. Обычно одно из них соответствует случаю, когда в сервомеханизме остается только один предельный цикл. Если при увеличении параметра, характеризующего стабилизирующее воздействие в сервомеханизме, единственный предельный цикл исчезает и сервомеханизм становится устойчивым, то такое бифуркационное соотношение параметров называется критическим. Критическое соотношение по своему определению соответствует необходимому и достаточному условию устойчивости сервомеханизма.

Рис. VIII.20. Вырожденный предельный цикл

Для отыскания бифуркационного и критического соотношения параметров необходимо провести математический анализ кривых точечного преобразования $u_1 = u_1(u)$ и $u_1 = u$. Этот анализ включает в себя определения числа возможных точек пересечения линий $u_1 = u_1(u)$ и $u_1 = u$ и соотношений параметров, при которых указанные кривые имеют общую касательную. В точках касания, очевидно,

$$u_1 = u; \quad \frac{du_1}{du} = 1; \quad \frac{d^2u_1}{du^2} \neq 0. \qquad \text{(VIII.69)}$$

Выражение (VIII.69) позволяет найти бифуркационные соотношения параметров только для сервомеханизмов с полуустойчивыми предельными циклами. В других случаях бифуркационное соотношение параметров получается из уравнения $u_1 = u_1(u)$, если принять в нем $u_1 = u = b$, где b — величина координаты y точки на преобразуемой полупрямой, из которой фазовая траектория идет на край зоны нечувствительности (рис. VIII.20).

Решение приведенных выше уравнений (VIII.69) обычно является весьма трудной задачей. Отыскать бифуркационное соотношение параметров из выражения $b = u_1(b)$ значительно проще и в большинстве случаев оно может быть найдено в общем виде. Для этих целей можно воспользоваться так называемым вырожденным предельным циклом, т. е. циклом, проходящим по краям зоны нечувствительности [3].

Нахождение бифуркационного соотношения параметров с помощью вырожденного предельного цикла не требует построения точечного преобразования прямой в прямую и заключается в следующем. Из уравнений движения находят ординату точки на некоторой выбранной прямой, из которой фазовая траектория приходит на край мертвой зоны (рис. VIII.20). Эту величину мы обозначили ранее через b. Далее по уравнениям движения определяют ординату y_2 точки на той же прямой после того, как фазовая траектория пересечет ее снова. Затем приравнивается $y_2 = b$ и находится соотношение параметров, при которых справедливо это равенство. Для симметричных задач можно ограничиться половинным преобразованием, т. е. приравнивать $y_1 = - b$ (рис. VIII.20).

При этом необходимо учитывать, что найденное с помощью предельного вырожденного цикла бифуркационное соотношение параметров является критическим только в том случае, если в системе возможен лишь один устойчивый предельный цикл.

9. ОЦЕНКА СВОЙСТВ ЭЛЕКТРОГИДРАВЛИЧЕСКИХ СЕРВОМЕХАНИЗМОВ

В настоящее время существуют различные электрогидравлические сервомеханизмы, отличающиеся друг от друга по структуре, конструкции, принципам действия составляющих их элементов и, как следствие, техническим характеристикам. Поэтому при использовании электрогидравлических сервомеханизмов в системах автоматического управления встает вопрос о возможности применения того или иного сервомеханизма; возникает необходимость оценки свойств сервомеханизмов и сравнения их между собой. При этом должны быть учтены различные особенности электрогидравлических сервомеханизмов, характеризующие статику, динамику, энергетические возможности, конструктивные и технологические факторы, эксплуатационные условия и др. [4], [5].

В данном параграфе рассматривается вопрос об эквивалентности сервомеханизмов по их свойствам. Смысл предлагаемого решения заключается в следующем: нельзя ли найти еще и такие общие (укрупненные) показатели и сформулировать такие условия, при выполнении которых электрогидравлические сервомеханизмы, предназначенные для одной и той же системы управления, были бы равноценны (эквивалентны) по своим основным свойствам? Если условия эквивалентности известны и выполняются, имеется наибольшая вероятность, что сервомеханизмы будут эквивалентны по другим показателям и поэтому возможно проводить дальнейшее их сопоставление. Если же условия эквивалентности не выполняются, то наиболее достоверно, что сервомеханизмы не будут равноценны по своим свойствам.

Применительно к электрогидравлическим сервомеханизмам, описываемым линейными динамическими моделями, рассматривается возможность использования коэффициента добротности в качестве укрупненного показателя оценки и сравнения. Анализ структуры коэффициента добротности приводит к распространению понятия об эквива-

лентности электрогидравлических сервомеханизмов на их главную часть — гидравлическое устройство усилитель — исполнительный двигатель (УИД). В результате находятся конкретные условия эквивалентности гидравлических устройств, содержащих различные гидроусилители основных типов.

Полученные условия эквивалентности позволяют ответить на вопрос о том, какое гидравлическое устройство (или гидроусилитель) лучше с точки зрения выполнения требований, предъявляемых к системе. Реализация условий эквивалентности гидравлических устройств облегчает достижение эквивалентности электрогидравлических сервомеханизмов.

Понятие об эквивалентности электрогидравлического сервомеханизма. Рассмотрим передаточную функцию типового электрогидравлического сервомеханизма с двумя гидравлическими каскадами усиления

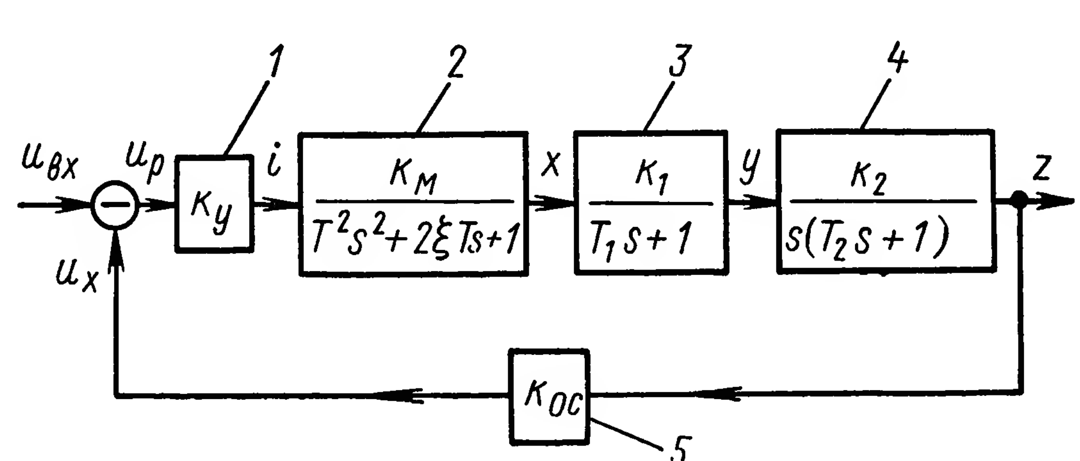


Рис. VIII.21. Структурная схема электрогидравлического сервомеханизма:

1 — электронный усилитель с большим выходным сопротивлением, *2* — электромагнитный управляющий элемент нейтрального типа; *3* — первый гидравлический каскад усиления; *4* — второй каскад усиления совместно с исполнительным двигателем; *5* — потенциометрическая обратная связь

мощности. Структурная схема сервомеханизма изображена на рис. VIII.21.

Передаточную функцию электронного усилителя можно записать в виде

$$W_1(s)=\frac{I(s)}{U_{вх}(s)}=k_у, \qquad \text{(VIII.70)}$$

как $k_у$ — коэффициент усиления усилителя.

Динамические свойства электромагнитного управляющего элемента описываются уравнениями [6]:

$$F_{эм}=k_i i+k_x x;$$

$$m\ddot{x}=F_{эм}-q\dot{x}-cx,$$

где $F_{эм}$ — результирующая электромагнитной силы (тяговое усилие);

k_i; k_x — коэффициенты пропорциональности, зависящие от конструктивных особенностей управляющего элемента;

i — управляющий сигнал, равный разности токов в катушках;

x — перемещение якоря;

m — масса якоря и связанных с ним частей;

q — коэффициент демпфирования якоря;

c — жесткость пружин подвески якоря,

и, следовательно, могут быть отражены передаточной функцией

$$W_2(s)=\frac{X(s)}{I(s)}=\frac{k_м}{T^2s^2+2\xi Ts+1}, \qquad (VIII.71)$$

где

$$T^2=\frac{m}{c-k_x}, \qquad (VIII.72)$$

$$\xi=\frac{q}{2\sqrt{m(c-k_x)}}, \qquad (VIII.73)$$

$$k_м=\frac{k_i}{c-k_x}. \qquad (VIII.74)$$

Пусть сервомеханизм содержит в себе гидравлическое устройство с двумя золотниковыми каскадами усиления мощности и поршневым исполнительным двигателем двойного действия. Принципиальная схема устройства изображена на рис. VIII.22.

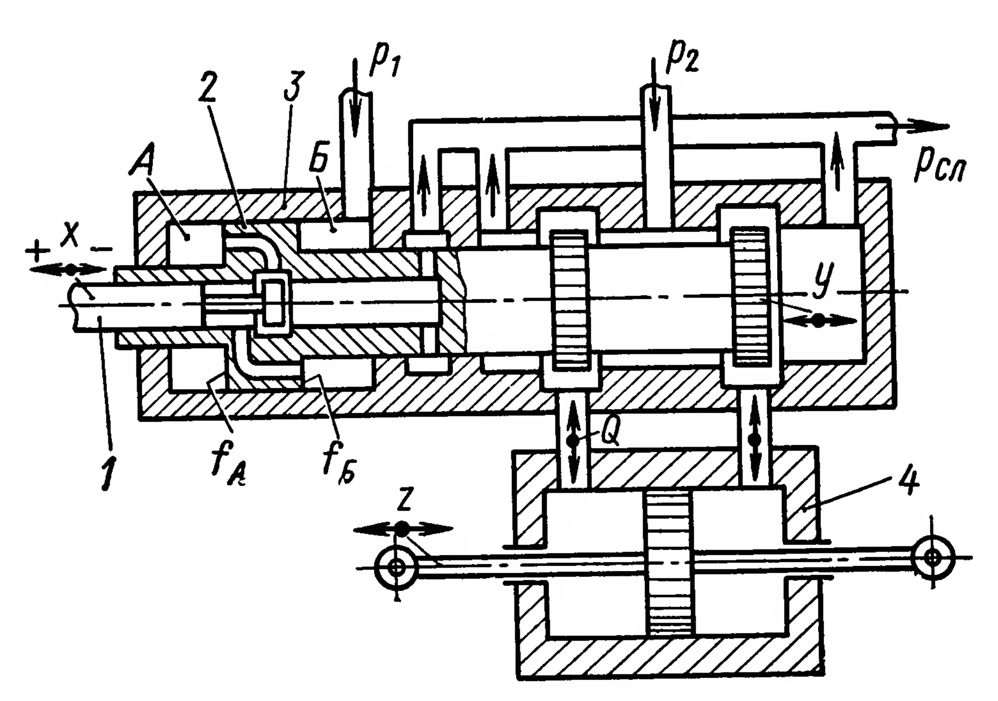


Рис. VIII.22. Принципиальная схема гидравлической системы усилитель — двигатель с двумя гидравлическими каскадами усиления мощности:

1 — плунжер золотника первого каскада усиления; *2* — плунжер золотника второго каскада; *3* — гильза; *4* — исполнительный двигатель

Передаточная функция первого гидравлического каскада усиления, управляющего плунжером второго каскада, имеет вид [8]

$$W_3(s)=\frac{Y(s)}{X(s)}=\frac{k_1}{T_1s+1}, \qquad (VIII.75)$$

где

$$T_1=\frac{q_1-f_A^2\left(\frac{k_{1p}}{k_{1Q}}\right)_{\varepsilon=0}}{c_г-f_A(k_{1p})_{\varepsilon=0}}; \qquad (VIII.76)$$

$$k_1=\frac{-f_A(k_{1p})_{\varepsilon=0}}{c_г-f_A(k_{1p})_{\varepsilon=0}}. \qquad (VIII.77)$$

В выражениях (VIII.75), (VIII.76) и (VIII.77) приняты следующие обозначения:

y — перемещение плунжера второго каскада усиления (деталь *2* на рис. VIII.24);

f_A — площадь торца плунжера *2* в камере *А*;

q_1 — коэффициент вязкого трения плунжера *2* о гильзу *3*;

$c_г$ — коэффициент осевой гидродинамической силы, возникающей на плунжере *2* и считающейся пропорциональной перемещению плунжера;

$\varepsilon=x-y$ — рассогласование между перемещениями плунжера *1* и плунжера *2*;

$(k_{1p})_{\varepsilon=0}$; $(k_{1Q})_{\varepsilon=0}$ — коэффициенты усиления соответственно по давлению и расходу первого каскада усиления для начального положения системы, когда $\varepsilon=0$ [9].

Динамика второго гидравлического каскада усиления совместно с поршнем исполнительного двигателя описывается уравнением

$$T_2\ddot{z}+\dot{z}=k_2 y,$$

где z — перемещение поршня исполнительного двигателя,

$$T_2=\frac{m_{\text{п}}}{D+\left(\frac{k_{2p}}{k_{2Q}}\right)_{y=0}F^2}, \quad \text{(VIII.78)}$$

$$k_2=\frac{(k_{2p})_{y=0}F}{D+\left(\frac{k_{2p}}{k_{2Q}}\right)_{y=0}F^2}. \quad \text{(VIII.79)}$$

В последних выражениях приняты следующие обозначения:

$m_{\text{п}}$ — масса поршня исполнительного двигателя;

D — коэффициент вязкого трения поршня о цилиндр;

F — эффективная площадь поршня;

$(k_{2\text{p}})_{y=0}$; $(k_{2Q})_{y=0}$ — коэффициенты усиления по давлению и расходу второго каскада усиления для начального положения системы, когда $y = 0$ [9].

Передаточная функция второго каскада усиления совместно с исполнительным двигателем будет равна

$$W_4(s)=\frac{Z(s)}{Y(s)}=\frac{k_2}{s(T_2 s+1)}. \quad \text{(VIII.80)}$$

Потенциометрическая обратная связь имеет передаточную функцию

$$W_5(s)=\frac{U_{\text{ос}}(s)}{Z(s)}=k_{\text{ос}}. \quad \text{(VIII.81)}$$

Передаточная функция замкнутого контура всего сервомеханизма имеет вид

$$W(s)=\frac{1}{\left[\frac{A(s)}{k_D}+1\right]k_{\text{ос}}}, \quad \text{(VIII.82)}$$

где

$$A(s)=s(T^2s^2+2\xi Ts+1)(T_1 s+1)(T_2 s+1); \quad \text{(VIII.83)}$$

$$k_D=k_{\text{у}}k_{\text{м}}k_1k_2k_{\text{ос}}. \quad \text{(VIII.84)}$$

Коэффициент добротности k_D влияет на динамические свойства сервомеханизма, обусловливая его быстродействие и точность [1]. С увеличением коэффициента добротности быстродействие и точность возрастают. Так как точность и устойчивость взаимосвязаны, то из условия устойчивости сервомеханизма находится критическое значение коэффициента добротности, при котором сервомеханизм теряет устойчивость.

Работа замкнутого электрогидравлического сервомеханизма производится обычно с коэффициентом добротности, меньшим кри-

тического. При этом заданном значении коэффициента добротности должны удовлетворяться технические требования, предъявляемые к динамике сервомеханизма, так как коэффициент добротности связан с фазовым сдвигом и модулем амплитудно-частотной характеристики замкнутой системы. При неизменных виде передаточной функции сервомеханизма и величине коэффициента обратной связи с ростом коэффициента добротности фазовое запаздывание уменьшается, а полоса пропускания амплитудно-частотной характеристики расширяется.

В электрогидравлических сервомеханизмах величина коэффициента добротности наиболее просто может быть изменена путем вариации коэффициента усиления $k_у$ электрического усилителя. Электромагнитный управляющий элемент и гидравлические усилители рассчитываются по заданным техническим требованиям, и хотя изменение их коэффициентов усиления $k_м$, k_1, k_2 возможно, оно обычно производится редко. В особенности это относится к электромагнитному управляющему элементу. Коэффициент усиления обратной связи в процессе работы сервомеханизма, как правило, также остается неизменным.

Используя представление о коэффициенте добротности, оценку и сравнение свойств различных электрогидравлических сервомеханизмов можно в определенных пределах уточнить. Ввиду того, что величина коэффициента добротности определяет быстродействие и точность сервомеханизма, а следовательно, влияет и на другие технические характеристики, электрогидравлические сервомеханизмы, различающиеся по принципу действия и конструкции, но имеющие близкие по виду передаточные функции и одинаковые коэффициенты добротности при неизменном коэффициенте обратной связи, будут в первом приближении равноценны.

Под эквивалентностью различных электрогидравлических сервомеханизмов, применение которых предполагается в одной и той же системе управления, подразумевается равенство по величине основных и некоторых дополнительных технических данных, характеризующих динамику, статику и энергетические возможности сервомеханизма.

Необходимым условием эквивалентности электрогидравлических сервомеханизмов, рассматриваемых в рамках линейной теории, является равенство их коэффициентов добротности при близких по виду передаточных функциях.

10. ЭКВИВАЛЕНТНОСТЬ ЭЛЕКТРОГИДРАВЛИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ УСИЛИТЕЛЬ — ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

При близких динамических свойствах электрических усилителей, преобразующих элементов и обратных связей идентичность статических, динамических и энергетических показателей электрогидравлических сервомеханизмов, рассматриваемых в целом, может иметь место только при наличии в них эквивалентных гидравлических устройств усилитель — исполнительный двигатель. Распространим понятие об эквивалентности на эти устройства УИД.

Под эквивалентностью гидравлических устройств УИД понимается равенство по величине численных значений основных параметров, характеризующих динамику, статику, энергетические возможности и некоторые условия эксплуатации систем.

Условием эквивалентности различных однокаскадных гидравлических устройств усилитель — исполнительный двигатель, входящих в структуру сервомеханизмов, которые предназначены для работы в одной и той же системе автоматического управления, является в первом приближении равенство их коэффициентов усиления k_1, а для многокаскадных устройств — равенство произведений $k_1\ k_2 \dots\ k_n$ — коэффициентов усиления всех каскадов.

Коэффициенты усиления ненагруженных гидравлических устройств усилитель — исполнительный двигатель с одним каскадом усиления имеют вид, соответствующий формуле (VIII.79), независимо от типа усилителя:

$$k_1 = \frac{(k_{1p})_{h=0} F}{D + \left(\frac{k_{1p}}{k_{1Q}}\right)_{h=0} F^2}, \qquad \text{(VIII.85)}$$

где h — входная координата усилителя.

Структура формулы (VIII.85) показывает, что при допущении постоянства коэффициента D вязкого трения одинаковые коэффициенты усиления k_1 в гидравлических системах с различными усилителями могут быть получены в случае равенства модулей коэффициентов усиления по давлению $(k_{1p})_{h=0}$ и по расходу $(k_{1Q})_{h=0}$. При этом гидравлические устройства УИД будут обладать не только одинаковыми или близкими динамическими свойствами, но будут также иметь одинаковую мощность на выходе и удовлетворять одним и тем же эксплуатационным требованиям, предъявляемым к утечкам рабочей жидкости.

Анализ принципов действия, свойств и особенностей различных гидравлических усилителей позволил установить ряд основных определяющих признаков, характерных для усилителей любого типа. В работе [7] показано, что такими признаками являются: число каскадов усиления, число дросселей, расположение дросселей в схеме, тип дросселя, характер изменения проходных сечений дросселей и, наконец, конструкция дросселя. Поэтому рассмотрим вначале равенство модулей коэффициентов усиления по давлению и по расходу однокаскадных усилителей, содержащих два дросселя, последовательно включенных в гидравлическую цепочку. Затем проанализируем однокаскадные гидравлические усилители с двумя параллельными цепочками, т. е. собранные по дифференциальной (мостовой) схеме, и далее сравним усилители этих двух групп между собой, взяв их наиболее распространенные схемы и конструктивные модификации.

В табл. VIII.2 приведены коэффициенты усиления гидравлических усилителей, применяемых в системах автоматического управления вообще и имеющих в дросселях с переменным сечением начальный зазор, т. е. с отрицательным перекрытием. Эта таблица иллюстрирует

Таблица VIII.2

Коэффициенты усиления гидравлических усилителей, имеющих начальное отрицательное перекрытие

Тип схемы		Графическое изображение схем соединений элементов	Типы переменных дросселей	Коэффициенты усиления	
				по давлению k_p	по расходу k_Q
I	I-С	p_0 $p_{сл}=0$	Сопло-заслонка	$-\frac{2a^2\sigma^2\delta_0 p_0}{(\sigma^2+a^2\delta_0^2)^2}$ (1)	$a\sqrt{p_{A0}}$ (3)
	I-З		Золотниковый	$-\frac{2a_0^2\sigma^2 l_0 p_0}{[\sigma^2+a_0^2(l_0^2+u^2)]^2}$ (2) при $\sigma^2=a_0^2(l_0^2+u^2)$ $-\frac{l_0 p_0}{2(l_0^2+u^2)}$	$al_0\sqrt{\frac{p_{A0}}{l_0^2+u^2}}$ (4)
II	—		Золотниковый	$-\frac{l_0 p_0}{l_0^2+u^2}$	$2a_0 l_0\sqrt{\frac{p_{A0}}{l_0^2+u^2}}$
III	III-З		Золотниковый	—	$a_0\sqrt{p_{A0}}$
	III-Ст		Струйная трубка	$k_{ст}\frac{p_0}{\rho_0}$	$a_{ст}\sqrt{p_{A0}}$
IV	—		Золотниковый	$\frac{2a_0^2\sigma^2 l_0 p_0}{[\sigma^2+a^2(l_0^2+u^2)]^2}$	$a_0 l_0\sqrt{\frac{p_0-p_{A0}}{l_0^2+u^2}}$
				при $\sigma^2=a_0^2(l_0^2+u^2)$ $\frac{l_0 p_0}{2(l_0^2+u^2)}$	$a_0 l_0\sqrt{\frac{p_{A0}}{l_0^2+u^2}}$
V	—		Золотниковый	$\frac{2l_0 p_0}{l_0^2+u^2}$	$2a_0 l_0\sqrt{\frac{p_{A0}}{l_0^2+u^2}}$
VI	—		Золотниковый	$\frac{4a_0^2\sigma^2 l_0 p_0}{[\sigma^2+a_0^2(l_0^2+u^2)]^2}$ при $\sigma^2=a_0(l_0^2+u^2)$ $\frac{l_0 p_0}{l_0^2+u^2}$	$a_0 l_0\sqrt{\frac{p_{A0}}{l_0^2+u^2}}$

Продолжение табл. VIII.2

Тип схемы		Графическое изображение схем соединений элементов	Типы переменных дросселей	Коэффициенты усиления по давлению k_p	Коэффициенты усиления по расходу k_Q
VII	VII-С		Сопло-заслонка	$\frac{4a^2\sigma^2\delta_0 p_0}{(\sigma^2+a^2\delta_0^2)^2}$	$a\sqrt{p_{A0}}$
	VII-З		Золотниковый	$\frac{4a_0^2\sigma^2 l_0 p_0}{[\sigma^2+a_0(l_0^2+u^2)]^2}$ при $\sigma^2=a_0^2(l_0^2+u^2)$ $\frac{l_0 p_0}{l_0^2+u^2}$	$a_0 l_0\sqrt{\frac{p_{A0}}{l_0^2+u^2}}$

Примечание. σ — проводимость дросселя с постоянным проходным сечением; δ_0 — начальный зазор между соплом и заслонкой; l_0; u — начальный осевой и радиальный зазоры в золотниковом дросселе соответственно; ρ_0 — условное начальное открытие входных окон в усилителе со струйной трубкой; p_0 — постоянное давление питания усилителя; p_{A_0} — начальное давление в междроссельной камере; $k_{ст}$ — коэффициент, характеризующий конструктивное исполнение входных окон усилителя со струйной трубкой; a; a_0; $a_{ст}$ — постоянные коэффициенты, являющиеся сомножителями в выражениях для гидравлической проводимости соответственно сопла с заслонкой, золотникового дросселя и входных окон усилителя со струйной трубкой.

общность структур гидравлических усилителей. Исследования показали, что все многообразие схем гидроусилителей может быть представлено различными комбинациями лишь четырех гидравлических цепочек I, II, III и IV (табл. VIII.2), а в качестве характеристик гидравлических усилителей могут быть применены коэффициенты усиления по давлению и расходу.

При определении коэффициентов усиления по давлению и расходу, приведенных в табл. VIII.2, принято: в дросселях золотникового типа площадь переменного проходного сечения представляет собой площадь боковой поверхности усеченного конуса. В этом случае для сравнения структурных схем, содержащих такие дроссели и дроссели с постоянными проходными сечениями, с другими схемами необходимо принять условие

$$\sigma = a_0(l_0^2+u^2). \qquad \text{(VIII.86)}$$

Условие (VIII.86) связано с тем, что в обычном симметричном золотниковом усилителе с отрицательным перекрытием (схема V табл. VIII.2) при нулевой входной координате проводимость всех дросселей одинакова и начальные давления в междроссельных камерах равны половине давления питания усилителя при давлении $p_{сл}=0$ рабочей жидкости на сливе.

Пусть одинаковые коэффициенты усиления по давлению и по расходу должны иметь усилители, собранные по схеме I (см. табл. VIII.2), но имеющие различные конструкции дросселей с переменной площадью

проходных сечений (золотник и сопло с заслонкой). При этом полагаем, что золотниковый усилитель выполнен с начальным зазором, равным радиальному зазору; давления питания и проводимости дросселей с постоянной площадью проходных сечений в усилителях одинаковые. Для рассматриваемых гидравлических усилителей соответствующие коэффициенты усиления по давлению, представленные в табл. VIII.2 формулами (1) и (2), будут равны, если

$$a^2\delta_0^2 = 2a_0^2 l_0^2; \tag{VIII.87}$$

$$a^2\delta_0 = a_0^2 l_0. \tag{VIII.88}$$

Физический смысл равенства (VIII.87) заключается в том, что при его выполнении начальные давления p_{A0} рабочей жидкости в междроссельных камерах гидроусилителей будут одинаковы. Если, в частности, давление рабочей жидкости в междроссельных камерах равно половине давления питания усилителя, то при указанных выше допущениях получим

$$\sigma = a_0 l_0 \sqrt{2} = a\delta_0.$$

Пусть исходной гидравлической схемой, с которой сравниваются другие, является схема, содержащая усилитель с золотником. Тогда из выражений (VIII.87) и (VIII.88) следует, что для тождественного равенства коэффициентов усиления по давлению необходимо, чтобы

$$\sigma_0 = 2l_0; \tag{VIII.89}$$

$$a = \frac{a_0}{\sqrt{2}}. \tag{VIII.90}$$

Из равенства (VIII.90), если записать в нем коэффициенты a и a_0 в развернутом виде, т. е.

$$a = \mu\pi d_c \sqrt{\frac{2}{\rho}};$$

$$a_0 = \mu_0\pi (d_п + u) \sqrt{\frac{2}{\rho}},$$

где μ_0, μ — коэффициенты расхода рабочей жидкости соответственно через золотниковый дроссель и сопло с заслонкой в их нейтральном положении;

d_c — диаметр сопла;

$d_п$ — диаметр буртиков плунжера золотниковой пары;

ρ — плотность жидкости,

следует, что гидроусилитель класса сопло-заслонка с равноценным коэффициентом усиления по давлению должен иметь диаметр сопла

$$d_c = \frac{\mu_0}{\mu\sqrt{2}}(d_п + u). \tag{VIII.91}$$

В таком гидроусилителе сопло-заслонка соотношение $d_c \approx 8\delta_0$ не соблюдается.

Проверим далее величины коэффициентов усиления по расходу. Подставим в коэффициент усиления по расходу гидроусилителя сопло-заслонка [схема I, выражение (3) табл. VIII.2] значение параметра a из формулы (VIII.90).

Сравнение полученного выражения с коэффициентом усиления по расходу золотникового гидроусилителя [формула (4) табл. VIII.2] с учетом, что давления в междроссельных камерах усилителей одинаковы и $l_0 = u$, показывает, что коэффициенты усиления по расходу равны между собой.

Проверим далее величины утечек рабочей жидкости в рассматриваемых гидроусилителях для нейтральных положений элементов. Утечки в усилителе с соплом и заслонкой выражаются формулой

$$Q_{ус} = \mu \pi d_с \delta_0 \sqrt{\frac{2}{\rho} p_{А0}}. \qquad \text{(VIII.92)}$$

Подставляя в последнюю зависимость значения δ_0 и $d_с$ из формул (VIII.89) и (VIII.91), находим, что утечки в этом усилителе равны утечкам в усилителе с золотником:

$$Q_{уз} = \mu_0 \pi (d_п + u)\, 2l_0 \sqrt{\frac{p_{А0}}{\rho}}. \qquad \text{(VIII.93)}$$

Таким образом, равенства (VIII.89) и (VIII.91) представляют собой условия эквивалентности рассматриваемых гидравлических усилителей, а соответственно и гидравлических устройств, включающих в себя эти гидроусилители.

Условия эквивалентности, аналогичные найденным условиям (VIII.89) и (VIII.91), могут быть получены и для других сочетаний гидравлических устройств УИД, содержащих различные однокаскадные гидроусилители. Эти условия приведены в табл. VIII.3.

Условия эквивалентности, представленные в табл. VIII.3 для гидравлических устройств с золотниковыми усилителями, получены при одинаковом начальном давлении рабочей жидкости в междроссельных камерах, равном половине давления питания. Это соответствует симметричным усилителям с золотником. Такая же величина начального давления имеет место и в междроссельных камерах усилителей других гидравлических устройств, которые сравниваются с УИД, имеющими усилители золотникового типа. Из табл. VIII.3 видно, что условия эквивалентности для тринадцатого варианта схемы содержат в отличие от двух равенств, характеризующих другие варианты, третье дополнительное равенство. Это равенство характеризует соотношение между проводимостями дросселей с постоянными площадями проходных сечений.

Табл. VIII.3 охватывает варианты схем гидравлических устройств, содержащих однокаскадные усилители не только основных типов, но и те типы усилителей, которые часто применяются в многокаскадных системах. В наиболее распространенных электрогидравлических сервомеханизмах с двумя гидравлическими каскадами усиления мощности вторые ступени усиления обычно одинаковы (золотниковые по схеме V табл. VIII.3).

Выше отмечалось, что сравнение сервомеханизмов производится при условии, что они должны работать в одной и той же системе управления. Это предопределяет неизменность технических требований, предъявляемых к сравниваемым сервомеханизмам и составляющим их элементам, в частности ко второму гидравлическому каскаду усиления и исполнительному двигателю в двухкаскадных сервомеханизмах. В результате расчета (при одинаковых технических требованиях и типе усилителя) гидравлические устройства УИД, состоящие из усилителя второго каскада и исполнительного двигателя, будут иметь одинаковые конструктивные и гидравлические параметры, а следовательно, и эквивалентные коэффициенты усиления k_2. Поэтому эквивалентность таких систем в большинстве случаев определяется равенством коэффициентов усиления k_1 первых каскадов. При этом коэффициент усиления k_1 находят по формуле (VIII.77), а коэффициент усиления k_2 — по формуле (VIII.79), т. е. соответствует коэффициенту усиления k_1 в однокаскадных устройствах.

Таблица VIII.3

Условия эквивалентности гидравлических устройств с различными гидроусилителями

Варианты	Тип схемы соединения дросселей усилителя в соответствии с табл VIII.2	Условия эквивалентности
1	I-С I-З	$\delta_0 = 2l_0$, $a = \frac{a_0}{\sqrt{2}}$ (для вариантов 1 и 2)
2	VII-С VII-З	
3	I-З II	$l_{0i} = \frac{l_{0j}}{2}$, $a_{0i} = 2a_{0j}$; $i = I_З \to j = II$, $i = VII_З \to j = V$ (для вариантов 3 и 4)
4	V VII-З	
5	I-С II	$\delta_0 = l_0$, $a = a_0\sqrt{2}$ (для вариантов 5 и 6)
6	V VII-С	
7	I-З III-Ст	$\rho_0 = 4l_0k_{ст}$, $a_{ст} = \frac{a_0}{\sqrt{2}}$
8	I-С III-Ст	$\rho_0 = 2\delta_0k_{ст}$, $a_{ст} = a$
9	II III-Ст	$\rho_0 = 2l_0k_{ст}$, $a_{ст} = a_0\sqrt{2}$
10	II V	$l_{0V} = 2l_{0II}$, $a_{0V} = a_{0II}$
11	I-С V	$\delta_0 = \frac{l_0}{2}$, $a = a_0\sqrt{2}$
12	III-Ст V	$\rho_0 = l_0k_{ст}$, $a_{ст} = a_0\sqrt{2}$
13	I-С VII-С	$\delta_{0VII} = 2\delta_{0I}$, $a_{VII} = a_I$, $\sigma_{VII} = 2\sigma_I$
14	II VII-С	$\delta_0 = 2l_0$, $a = a_0\sqrt{2}$
15	III-Ст VII-С	$\rho_0 = \delta_0k_{ст}$, $a_{ст} = a$

Сравнение различных гидравлических устройств усилитель — исполнительный двигатель. Использование коэффициента добротности в качестве одного из укрупненных показателей позволяет сформулировать понятие и условие эквивалентности линейных моделей электрогидравлических сервомеханизмов, облегчающее оценку их свойств и сравнение между собой.

Анализ коэффициента добротности дает возможность распространить представление об эквивалентности электрогидравлических сервомеханизмов на содержащиеся в них гидравлические устройства усилитель — исполнительный двигатель. В результате возможно получить условия эквивалентности гидравлических устройств УИД. Эти условия дают решение вопроса о том, какое гидравлическое устройство (или гидравлический усилитель) лучше в смысле выполнения технических требований, предъявляемых к ним. Для этого вначале рассчитываются необходимые конструктивные и гидравлические параметры каких-либо усилителя и исполнительного двигателя согласно предъявленным техническим требованиям, как это выполнено, например, в работе [8].

Затем, используя табл. VIII.3, находят условия эквивалентности гидравлического устройства УИД с рассчитанными параметрами и сравниваемым с ним гидравлическим устройством другого типа. Далее определяют, выполняются ли условия эквивалентности в конкретном образце сравниваемого гидравлического устройства УИД. Если условия эквивалентности соблюдаются, то сравниваемое гидравлическое устройство УИД будет в первом приближении равноценно по своим основным техническим данным расчетному УИД и будет удовлетворять предъявленным требованиям. Если же условия эквивалентности не выполняются, то УИД с большими значениями коэффициента усиления k_1 или произведения коэффициентов усиления $k_1\ k_2\ k_n$ дает возможность достигнуть более высоких динамических и других технических показателей.

Выполнение условий эквивалентности гидравлических УИД создает также предпосылки для осуществления эквивалентности электрогидравлических сервомеханизмов. В простейших случаях условия эквивалентности облегчают решение задачи сравнения и оценки свойств сервомеханизмов, так как при выполнении этих условий сервомеханизмы будут иметь одинаковые технические данные, характеризующие динамику, статику и энергетические возможности. При невыполнении же этих условий вывод о пригодности какого-либо электрогидравлического сервомеханизма для данной системы управления может быть получен только после тщательного изучения всех показателей.

11. НАДЕЖНОСТЬ ГИДРАВЛИЧЕСКИХ И ПНЕВМАТИЧЕСКИХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ И УСТРОЙСТВ

В гидроприводе, кроме внезапных отказов в работе, имеют место отказы из-за старения и износа элементов. При длительной эксплуатации гидропривода наступает период изнашивания и старения, когда интенсивность отказов возрастает. В этот период выходят из строя

уплотнения, подшипники, увеличиваются утечки, уменьшается чувствительность привода и т. д. При отклонении какого-либо параметра от установленных пределов наступает отказ.

Для того, чтобы определить ожидаемую надежность, необходимо знать закон распределения отказов во времени в период износа и старения. При обработке статистических данных по результатам испытаний находят момент возрастания отказов и считают в первом приближении отказы, имеющие место до этого момента, внезапными. Длительная работа гидропривода приводит, как уже отмечалось, к потере чувствительности. Кроме этого, при длительной работе меняются скорость нарастания температуры масла, жесткость характеристики (скольжение), диапазоны регулирования и утечки.

Опыт показывает, что наиболее критичными из перечисленных выше параметров являются чувствительность и объемный к. п. д.

Некоторые конструкции гидроприводов имеют между гидромотором и насосом трубопроводы, которые вводят постоянное запаздывание в динамический режим работы.

Передаточная функция гидропривода в этом случае имеет вид

$$W(s) = W_1(s)\, e^{-\tau_0 s}, \qquad \text{(VIII.94)}$$

где τ_0 — постоянное запаздывание из-за наличия трубопроводов и неточности изготовления.

В результате старения и износа элементов запаздывание увеличивается и передаточная функция в этом случае имеет вид

$$W(s) = W_1(s)\, e^{-[\tau_0 + F(\tau)]s}, \qquad \text{(VIII.95)}$$

где $F(\tau)$ — функция распределения случайной величины;
τ — изменение величины запаздывания в результате старения и изнашивания.

Для уменьшения величины запаздывания τ уменьшают длину маслопроводов, применяют нераздельное исполнение насоса и гидромотора. Кроме этого, золотник получает дополнительные вибрации, что также позволяет уменьшить влияние постоянного запаздывания. Однако запаздывание в гидроприводе все же остается и при длительной работе продолжает расти из-за старения и износа. Увеличение запаздывания может привести к отказу в работе, так как оно связано с уменьшением запаса устойчивости привода, если он применен в замкнутой системе регулирования, и потери точности работы.

В связи с этим важно определить момент времени, когда изменение запаздывания в приводе станет таким, что потребуется регулировка привода (изменение амплитуды колебания золотника), в противном случае может наступить постепенный отказ. Для определения этого момента времени необходимо знать функцию распределения случайной величины.

Из практики известно, что отказы, связанные с постепенным изменением параметров в процессе старения и износа, распределены примерно по нормальному закону.

Вероятность отказа гидропривода из-за постепенного изменения параметров за время t:

$$g_{\text{гп}}(t)=0{,}5+\Phi(z), \qquad \text{(VIII.96)}$$

где $T_{\text{ср}}$ — среднее время безотказной работы гидропривода;
σ — среднеквадратическое отклонение времени безотказной работы от его среднего значения:

$$\Phi(z)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int\limits_0^z e^{-\frac{z^2}{2}}\,dz. \qquad \text{(VIII.97)}$$

При нормальном законе распределения вероятность безотказной работы можно определить по формуле [14]

$$P_{\text{гп}}(t)=1-g(t)=0{,}5-\Phi(z). \qquad \text{(VIII.98)}$$

Испытания на надежность. Перед проведением испытаний гидропневмоприводов на надежность составляется программа испытаний, в которой указывается их цель, количество образцов, место и сроки проведения испытаний. Обоснование объема испытаний рассмотрим на следующем примере.

Пример VIII.1. Пусть $P_{01}=0{,}99970$ при $P_0=0{,}99988$, где P_{01} — минимально допустимая вероятность безотказной работы, а P_0 — принимаемая вероятность безотказной работы.

Тогда точность оценки

$$\frac{q_{01}}{q_0}=\frac{0{,}0030}{0{,}00012}=2{,}5, \qquad \text{(VIII.99)}$$

где q_{01} — максимальная вероятность отказа;
q_0 — минимальная вероятность отказа.

Риск поставщика и заказчика принимаем одинаковым:

$$\alpha=\beta=0{,}15.$$

Тогда ожидаемое среднее количество периодов работы привода при последовательном методе оценки результатов испытаний определяется по формуле

$$M(\gamma)=\frac{\alpha\ln\left(\frac{1-\beta}{\alpha}\right)+(1-\alpha)\ln\left(\frac{\beta}{1-\alpha}\right)}{a_0\ln\left(\frac{q_{01}}{q_0}\right)+(1-q_0)\ln\left(\frac{1-q_{01}}{1-q_0}\right)}. \qquad \text{(VIII.100)}$$

При установке на испытание гидропривод пломбируется и в течение всего времени испытаний не разрешается подрегулировать и заменять детали и элементы, кроме деталей и элементов, замена и регулировка которых предусмотрена технической эксплутационной документацией.

Испытания привода согласно нормам проводятся при повышенной влажности, пониженной и повышенной температуре, а также в нормальных условиях. Каждый вид испытаний проводится в два этапа: при $p_{\max}=100$ кг/см^2 и $p_{\text{раб}}=60\pm3$ кг/см^2. При проведении испытаний контролируется время каждого этапа и параметры.

Отказы стендового оборудования не учитываются. Отказом работы привода считается выход его из строя вследствие разрушения деталей или нарушения нормального функционирования.

При проведении испытаний ведется учет времени работы образцов элементов. Среднее время работы определяется по формуле

$$T_{ср}=\frac{\sum_{i=1}^{n} T_i}{n}, \qquad \text{(VIII.101)}$$

где T_i — время работы одного образца;

n — число образцов.

Гидропривод обычно является элементом длительного использования, который после появления отказа восстанавливается и эксплуатируется до выработки ресурса. Время, потраченное на обнаружение и устранение отказов, является величиной случайной и зависит от многих факторов.

Восстанавливаемость характеризуется средним временем восстановления

$$T_{в}=\frac{\sum_{i=1}^{n} t_i}{n}, \qquad \text{(VIII.102)}$$

где t_i — время на обнаружение и устранение одного отказа;

n — количество отказов.

Для восстанавливаемых изделий надежность определяют по формуле

$$P(t)=P_1(t)\,k_{г}, \qquad \text{(VIII.103)}$$

где $P_1(t)$ — вероятность безотказной работы;

$k_{г}$ — коэффициент готовности:

$$k_{г}=\frac{T_0}{T_0+T_{в}}, \qquad \text{(VIII.104)}$$

где T_0 — время наработки на один отказ;

$T_{в}$ — среднее время восстановления.

Повышение надежности резервированием. Резервирование является одним из эффективных методов повышения надежности; различают

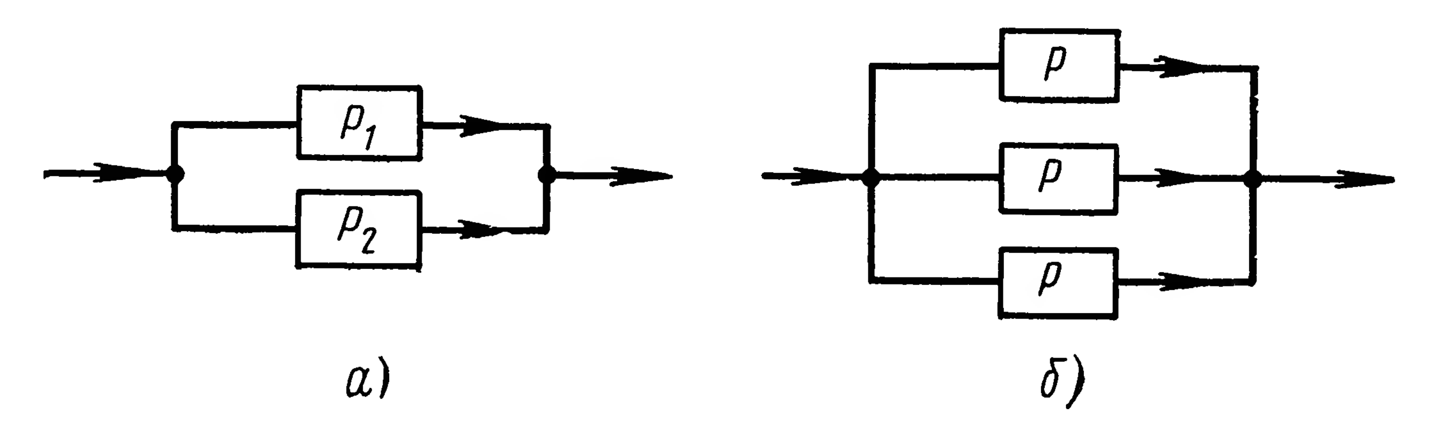


Рис. VIII.23. Расчетные схемы:

а — при дублировании; *б* — при троировании

постоянное резервирование и резервирование замещением. Под постоянным резервированием понимают такое состояние элемента, когда он

включает и постоянно готов выполнить свое назначение. Под резервированием замещением понимают такое состояние элемента, когда он при исправном состоянии основного элемента выключен и включается в случае выхода основного из строя.

На рис. VIII.23, *а* показана схема двукратного, а на рис. VIII.23, *б* трехкратного резервирования. Резервирование позволяет создать системы, надежность которых будет превосходить надежность входящих в них элементов. Однако резервирование связано с усложнением схемы привода, увеличением его массы и стоимости. В связи с этим целесообразность увеличения надежности путем резервирования следует рассматривать с учетом всех особенностей эксплуатации привода.

Надежность гидропривода с постоянно работающими и резервными элементами определяют по формуле

$$P(t) = 1 - \prod_{i=1}^{n} Q_i, \qquad \text{(VIII.105)}$$

где $P(t)$ — вероятность безотказной работы;

$Q(t)$ — вероятность отказа i-го элемента.

Вероятность безотказной работы схемы, приведенной на рис. VIII.23, *а*:

$$P(t) = 1 - (1 - P_1)(1 - P_2) = P_1 - P_2 - P_1P_2 = \\ = e^{-\lambda_1 t} + e^{-\lambda_2 t} - e^{(\lambda_1 + \lambda_2)t}, \qquad \text{(VIII.106)}$$

где P_1 и P_2 — вероятность безотказной работы первого и второго элементов.

Вероятность безотказной работы схемы, приведенной на рис. VIII. 23, *б*,

$$P(t) = 1 - (1 - P)^3 = 3P - 3P^2 + P^3 = \\ = 3e^{-\lambda t} - 3e^{-2\lambda t} + e^{-3\lambda t}, \qquad \text{(VIII.107)}$$

где P — вероятность безотказной работы одного элемента.

На рис. VIII.24 показаны характеристики нерезервированной системы и системы при трехкратном резервировании. При этом учтены только внезапные отказы. Для десятичасового периода работы вероятность отказной работы нерезервированной системы $P = 0{,}999$. Для нерезервированной системы закон вероятности безотказной работы экспоненциальный, а для резервированной — неэкспоненциальный. Из рис. VIII.24 видно, что резервирование существенно позволяет повысить надежность изделий с небольшим временем работы. При длительных сроках работы изделий существенного увеличения вероятности безотказной

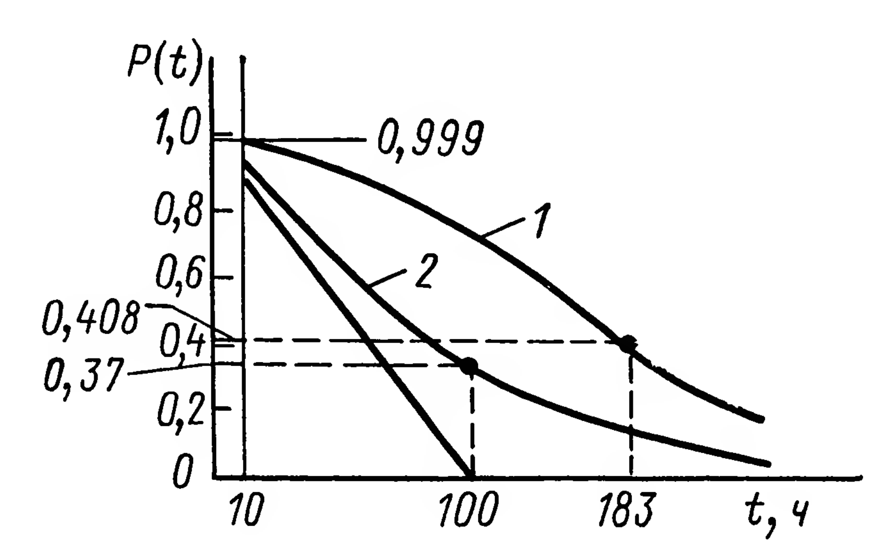


Рис. VIII.24. Вероятность безотказной работы троированной схемы: при $\lambda = 0{,}01$ 1/ч: кривая *1* — $P(t) = 3e^{-\lambda t} - 3e^{-2\lambda} + e^{-3\lambda t}$; кривая *2* — $P(t) = e^{-\lambda t}$

работы не наблюдается. Среднее безотказное время работы нерезервированной системы $T_{ср} = 100$ ч, а для резервированной $T_{ср} = 183$ ч.

На практике, кроме схем резервирования с последовательными и параллельными элементами, встречаются схемы, в которых не может быть осуществлено такое соединение. Для оценки надежности схемы (рис. VIII.25, *а*) может быть применена формула Байеса

$$Q_{ст} = Q_{ст}(C_и) P_с + Q_{ст}(C_{ни}) Q_с, \qquad \text{(VIII.108)}$$

где $Q_{ст}$ — вероятность отказа системы;
$Q_{ст}(C_и)$ — вероятность отказа системы, когда элемент C исправен;
$Q_{ст}(C_{ни})$ — вероятность отказа системы, когда элемент C неисправен;
$Q_с$ — вероятность отказа элемента C;
$P_с$ — вероятность безотказной работы элемента C.

Тогда надежность системы

$$P_{ст} = 1 - Q_{ст}. \qquad \text{(VIII.109)}$$

Вероятность безотказной работы системы (рис. VIII.25, *б*)

$$P_{ст} = [1 - (1 - P_A)(1 - P_B)(1 - P_C)][1 - (1 - P_{A'})(1 - P_{B'})]. \qquad \text{(VIII.110)}$$

Однако схема, показанная на рис. VIII.25, *б*, не эквивалентна схеме рис. VIII.25, *а*. Определим надежность сложной схемы, показанной на рис. VIII.25, *а*, используя равенство (VIII.108).

Если элемент C неисправен, то система может отказать только при условии одновременного отказа элементов A' и B'. Так как элементы

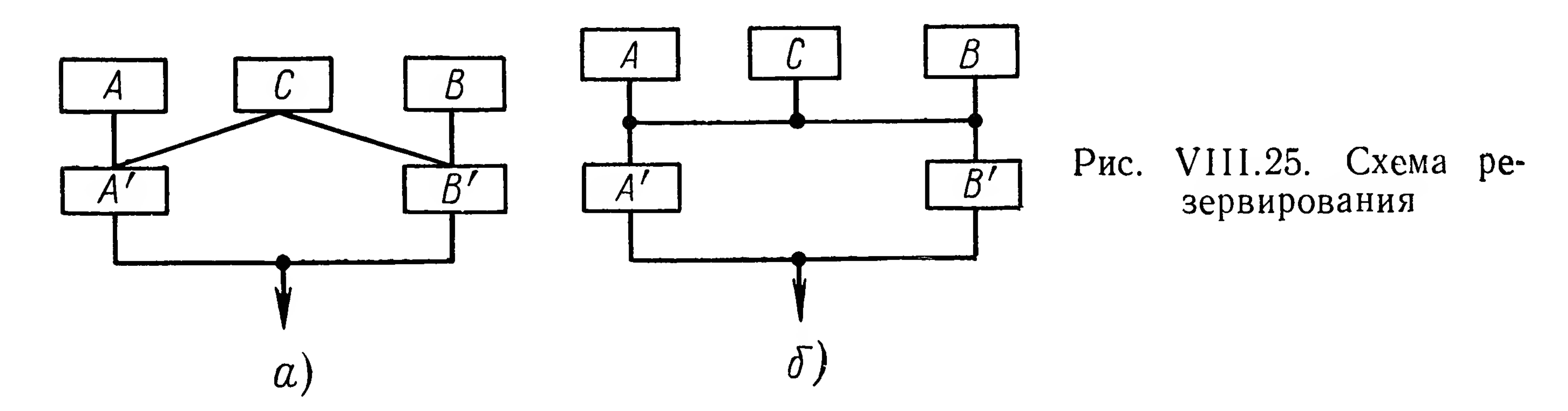


Рис. VIII.25. Схема резервирования

A' и B' соединены параллельно, то надежность системы в случае, когда элемент C исправен

$$Q_{ст} = (1 - P_{A'})(1 - P_{B'}). \qquad \text{(VIII.111)}$$

Если элемент C неисправен, то система может отказать при условии одновременного отказа обоих параллельных каналов AA' и BB'. Надежность системы в случае, когда элемент C неисправен,

$$Q_{ст} = (1 - P_A P_{A'})(1 - P_B P_{B'}), \qquad \text{(VIII.112)}$$

где $(1 - P_A P_{A'})$ — ненадежность канала, в котором элементы A и A' соединены последовательно;
$(1 - P_B P_{B'})$ — надежность второго канала, в котором B и B' соединены последовательно.

Так как два канала параллельны, произведение их ненадежности дает ненадежность параллельного соединения.

Ненадежность всей системы

$$Q_{ст} = (1 - P_{A'})(1 - P_{B'}) P_C + (1 - P_A P_{A'})(1 - P_B P_{B'})(1 - P_C). \quad \text{(VIII.113)}$$

Вероятность безотказной работы

$$P_{ст} = 1 - P_C(1 - P_{A'})(1 - P_{B'}) - \\ - (1 - P_C)(1 - P_A P_{A'})(1 - P_B P_{B'}). \quad \text{(VIII.114)}$$

Сопоставляя эти равенства, можно сделать вывод: схема, показанная на рис. VIII.25, *а*, не может быть заменена схемой, приведенной на рис. VIII.25, *б*. В сложных системах иногда целесообразно использовать один или несколько резервных элементов привода, которые включаются взамен любых основных, если основные элементы одинаковы. Такой способ резервирования называется скользящим (рис. VIII.26).

Скользящий резерв для гидропривода является наиболее выгодным, так как требует незначительного увеличения массы малой стоимости и небольших габаритных размеров оборудования.

Если два элемента привода резервируются одним, то вероятность безотказной работы в этом случае

$$P_{ст} = 3P^2 - 2P^3 = 3e^{-2\lambda t} - 2e^{-3\lambda t}, \quad \text{(VIII.115)}$$

где $P_{ст}$ — вероятность безотказной работы системы;
P — вероятность безотказной работы отдельного элемента;
λ — интенсивность отказов элемента.

Электрогидравлический привод в процессе эксплуатации может подвергаться значительным динамическим воздействиям (вибрациям, ударам и т. п.), вызывающим механические напряжения в отдельных элементах привода и приводящим к выходу его из строя. Поэтому указанные динамические воздействия можно рассматривать как факторы, понижающие надежность привода. Для защиты привода от виб-

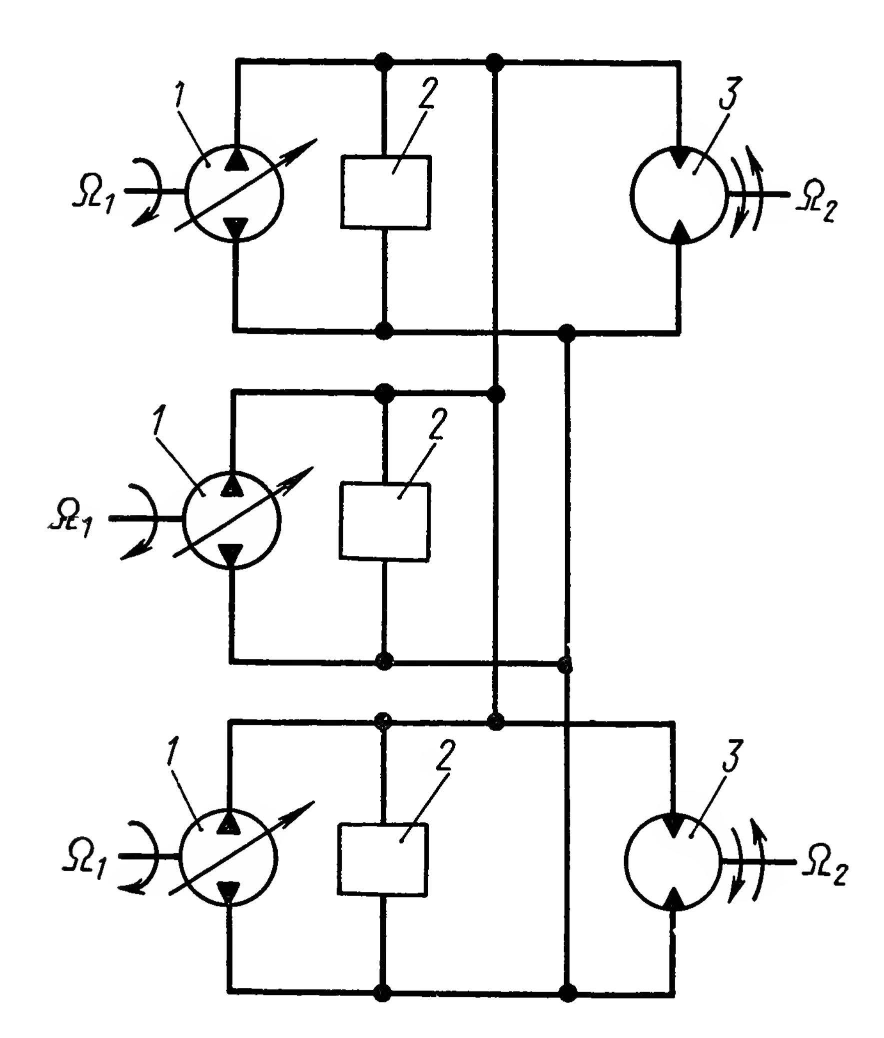


Рис. VIII.26. Принципиальная схема гидропривода объемного регулирования (*1* — насос; *2* — насос подпитки; *3* — гидромотор)

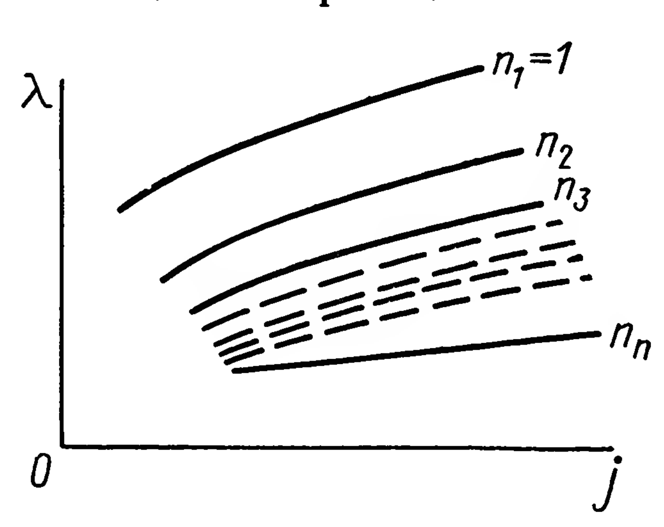


Рис. VIII.27. Зависимости значений λ от виброускорения и перегрузок

раций и ударных перегрузок применяются специальные упругие элементы — амортизаторы, устанавливаемые между изолируемым приводом и вибрирующей опорой [14].

Влияние механических воздействий характеризуется экспериментальной зависимостью частоты отказов привода от величины действующего вибрационного ускорения (рис. VIII.27). Эта зависимость $\lambda = f(j)$ представляет собой семейство характеристик при разных частотах n ударов в минуту.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Бесекерский В. А., Попов Е. П.** Теория систем автоматического регулирования. М., «Наука», 1966, 992 с.
2. **Жиль Ж., Пелегрен М., Декольн П.** Теория и техника следящих систем. Пер. с франц. Под ред. В. В. Солодовникова. М., Машгиз, 1961, 804 с.
3. **Зубов В. Н.** Математические методы исследования систем автоматического регулирования. Л., «Судпромгиз», 1959, 324 с.
4. **Калашников В. А., Крассов И. М., Петров В. В.** Об оценке и сравнении сервомеханизмов. — «Приборостроение», 1958, № 8, с. 7—10.
5. **Калашников В. А., Крассов И. М., Петров В. В.** Сервомеханизмы и оценка их свойств. Основы автоматического регулирования. Том II, ч. 1, гл. XIV. М., Машгиз, 1958, с. 679—697.
6. **Козлов Н. П., Крассов И. М.** Электромагнитные пропорциональные управляющие элементы. М., «Энергия», 1966, 112 с.
7. **Крассов И. М.** О классификации гидравлических усилителей. — «Вестник машиностроения», 1966, № 2, с. 32—50.
8. **Крассов И. М.** Определение основных параметров двухкаскадной гидравлической системы усилитель — исполнительный механизм. — «Автоматика и телемеханика», 1966, № 8, с. 109—115.
9. **Крассов И. М.** Гидравлические элементы в системах управления. М., «Машиностроение», 1967, 255 с.
10. **Крассов И. М., Нечаев Л. Д.** Влияние коэффициентов обобщенной характеристики гидроусилителя на динамические свойства привода. — «Приборы и системы управления», 1970, № 7.
11. **Кулешов В. С., Лакота Н. А.** Динамика систем управления манипуляторами. М., «Энергия», 1971, 304 с.
12. **Малкин И. Г.** Теория устойчивости движения: М., «Наука», 1966, 530 с.
13. **Прокофьев В. Н.** и др. Динамика гидропривода с переменной инерционной нагрузкой. «Известия вузов. Машиностроение», № 11, 1971, с. 74—80.
14. **Прокофьев В. Н.** и др. Динамика гидропривода. М., «Машиностроение», 1972, с. 288.
15. **Прокофьев В. Н.** и др. Некоторые особенности динамики гидропривода. — «Вестник машиностроения», № 3, 1973, с. 30—32.
16. **Прокофьев В. Н., Лобачев В. И.** Управляемость машин. — «Вестник машиностроения», 1974, № 3, с. 7—14.
17. **Прокофьев В. Н., Казмиренко В. Ф.** Исследование гидроприводов как сложной системы управления. Научно-практическая конференция по гидроприводам и гидроавтоматике. Л., ЛДНТП, 1974, с. 3—6.

ГЛАВА IX

ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА И СЕРВОМЕХАНИЗМЫ С ДРОССЕЛЬНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

1. ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ГИДРАВЛИЧЕСКИХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ С ДРОССЕЛЬНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

В качестве исполнительных элементов гидравлических устройств и приводов с дроссельным управлением применяются силовые цилиндры (гидроцилиндры) с поступательно перемещающимся штоком (рис. IX.1) и лопастные гидравлические двигатели (рис. IX.2) с поворотным поршнем (лопастью). Исполнительные элементы с поворотной

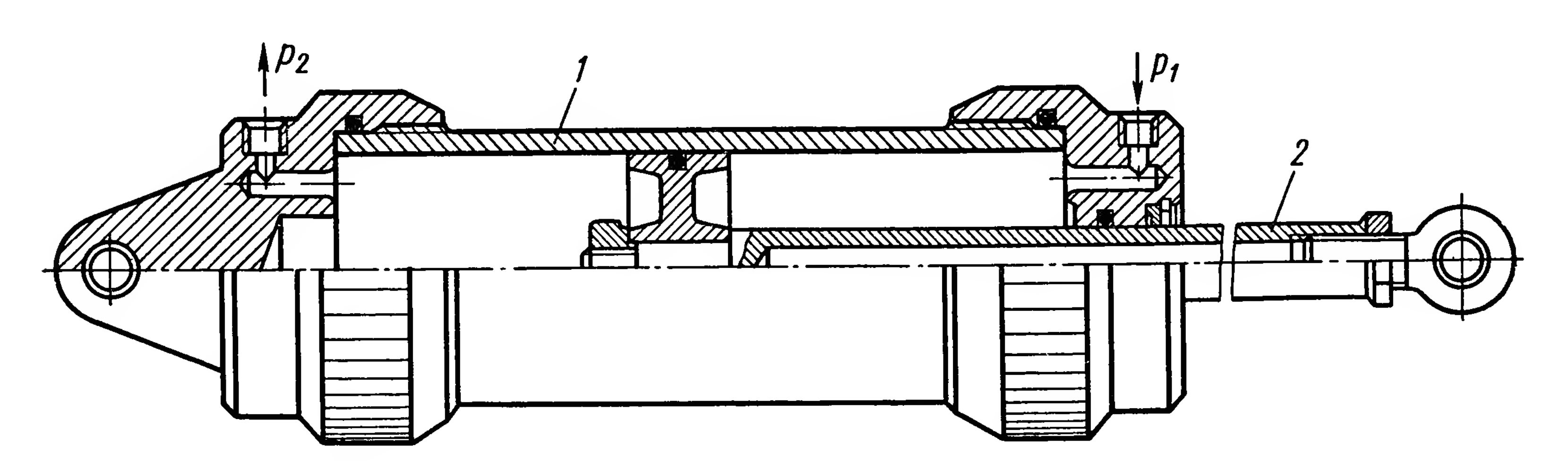


Рис. IX.1. Конструкция гидравлического силового цилиндра поступательного действия:

1 — корпус; 2 — шток с поршнем

лопастью вследствие технологических трудностей, а также значительных утечек рабочей жидкости менее распространены, чем силовые цилиндры с поступательно движущимся поршнем. Недостатком гидравлического двигателя с одной лопастью является возникновение неуравновешенной радиальной силы при преодолении внешней нагрузки. Эта сила создает дополнительный момент трения в подшипниках, что ухудшает качество их работы и уменьшает срок службы. Двухлопастные двигатели с диаметрально противоположными лопатками свободны от этого недостатка.

Преимущественное распространение в устройствах с дроссельным управлением имеют золотниковые пары, чаще всего с прямолинейным движением цилиндрического золотника, хотя возможны и иные конструкции золотников [10]. Известны более сорока разных схем таких

управляющих устройств [2], [4], [9], [10], отличающихся гидравлической схемой, конструктивным выполнением и характеристическими свойствами. Наиболее распространена схема с четырехщелевым золотником (рис. IX.3), работающим от источника питания постоянного

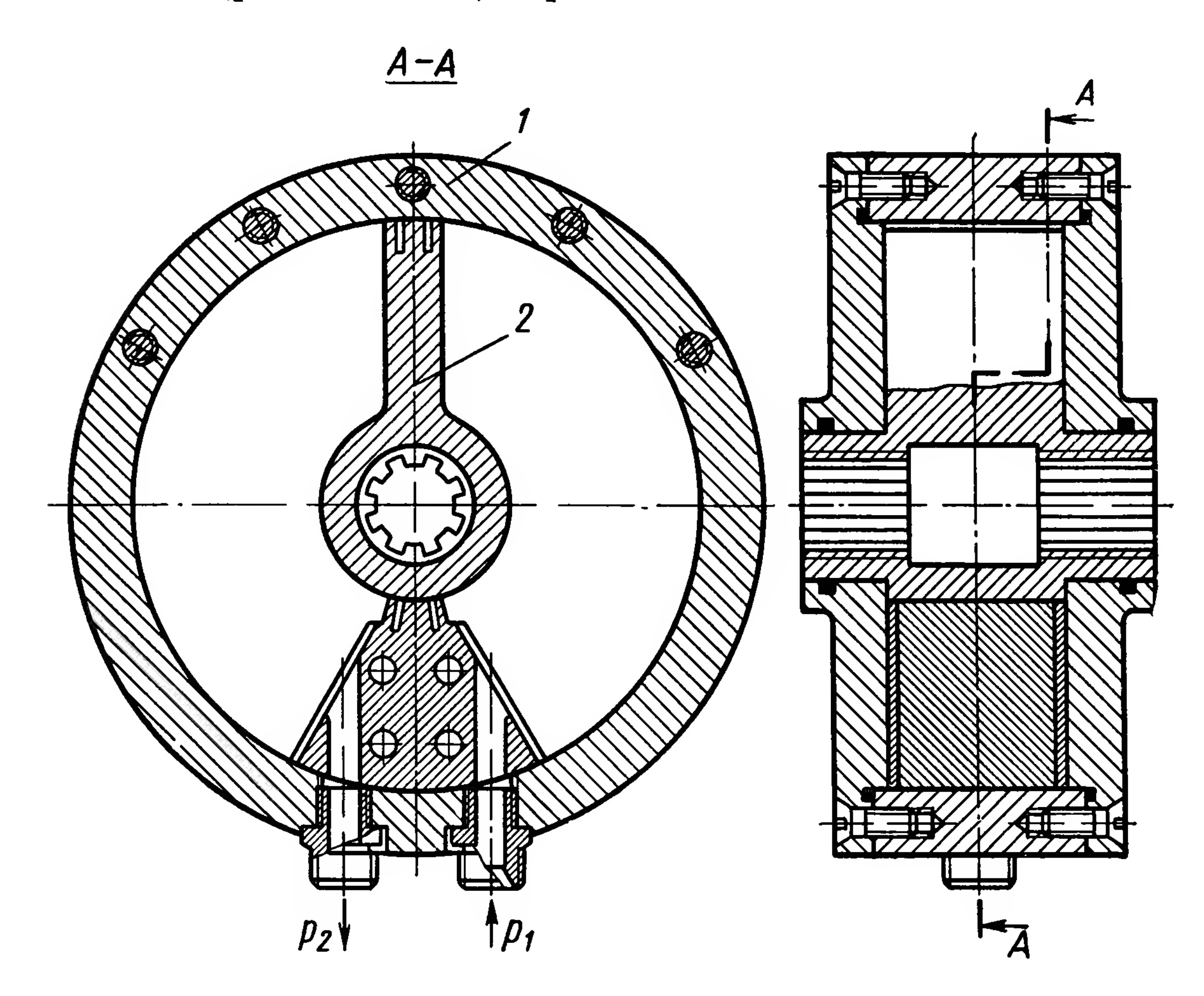


Рис. IX.2. Конструкция лопастного гидравлического моментного цилиндра:

1 — корпус; *2* — поворотная лопасть

давления p_0 = const или от источника питания с постоянным расходом. В первом случае источник питания — насосная станция, чаще всего включающая нерегулируемый насос с переливным клапаном и иногда с аккумулятором. Во втором случае используется нерегулируемый насос с предохранительным (аварийным) клапаном. Цилиндрический золотник *4* смещается в корпусе *1* на величину x, соответственно меняя проходные площади дросселирующих щелей *2*, *3*, *8*, *9*, а, значит, и потери давления в жидкости, проходящей через регулируемые щели. Характеристики золотника различны при нулевом, положительном и отрицательном перекрытиях. Смещение золотника обеспечивается рычагом *5* от копира *6*. Поэтому связь между управляющим сигналом ε и смещением золотника x линейна, т. е. $x = i\varepsilon$, где i — коэффициент пропорциональности (передаточное отношение), сброс жидкости происходит в сливной бак *7*.

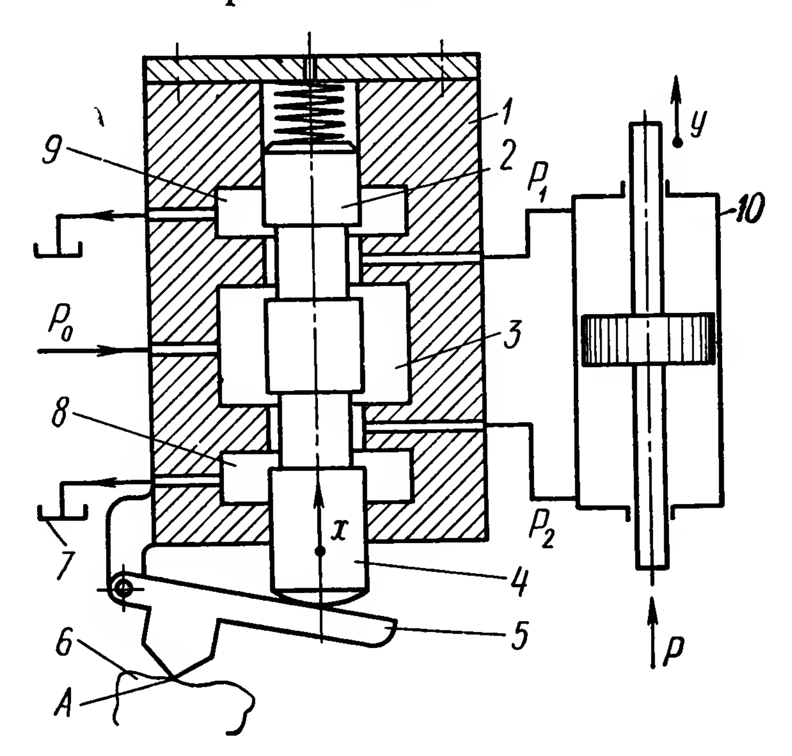


Рис. IX.3. Гидравлический привод с четырехщелевым золотником (сх. 1 и 2)

В зависимости от величины x в управляющем золотнике происходит распределение энергии, причем поток жидкости, поступающей в гидроцилиндр *10*, определяется соотношением

$$Q = vF = FG(\Delta p\, \varepsilon)\, \varepsilon,$$

где F — активная площадь поршня; v — линейная скорость поршня; $\Delta p = p_1 - p_2$ — перепад давления в гидроцилиндре или гидромоторе; $G(\Delta p\, \varepsilon)$ — характеристическая функция золотника, существенно нелинейная, определяемая гидравлической схемой и конструкцией золотниковой пары. В дальнейшем гидравлическую схему исполнительного устройства с четырехщелевым золотником при отрицательном перекрытии (так называемый проточный золотник) будем обозначать сх. 1 (табл. IX.1).

Это гидравлическое исполнительное устройство в зависимости от типа источника питания может работать в режиме при $Q_0 = \text{const}$ (сх. 2). В этом случае давление на входе в золотник не будет постоянным и вид функции $G(\Delta p \varepsilon)$ меняется.

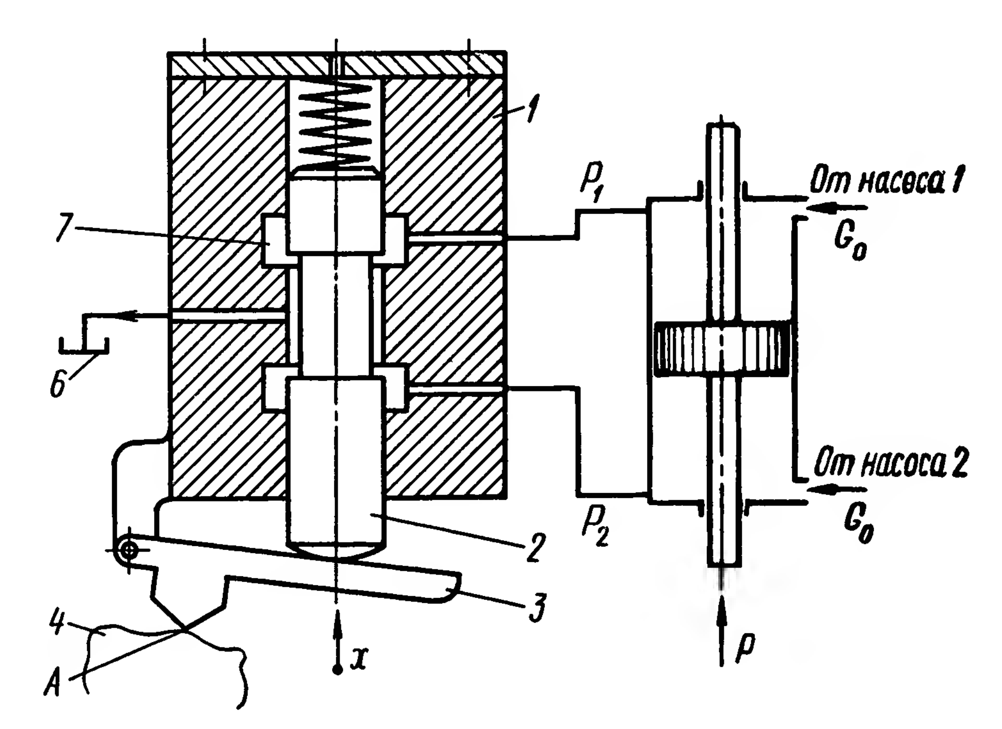


Рис. IX.4. Гидравлический привод с двухщелевым золотником, обслуживаемый двумя нерегулируемыми насосами (сх. 3):

1 — корпус; *2* — золотник; *3* — рычаг; *4* — копир; *5* и *7* — щели; *6* — сливной бак

При использовании обратной связи между управляющим рычагом *5* и смещением поршня гидроцилиндра y (обычно используется единичная отрицательная обратная связь установом корпуса золотника на штоке или корпусе гидроцилиндра в зависимости от того, какая из этих двух деталей смещается) получают систему управления положением и поэтому величину ε называют рассогласованием [3].

Для получения высокой точности и жесткости характеристики при управлении положением в копировальных устройствах металлорежущих станков применяют четырехщелевой золотник с отрицательным перекрытием $x_0 = 10 \div 20$ мкм. В этом случае при $x \leqslant x_0$ золотник будет проточным, а при $x > x_0$ — работает как золотник с нулевым перекрытием [3], анализ работы которого будет рассмотрен ниже (сх. 10).

При использовании гидроцилиндра с двумя одинаковыми нерегулируемыми насосами можно применять двухщелевой золотник, устанавливаемый на сливе (сх. 3), как показано на рис. IX.4.

Большое распространение имеют гидроцилиндры, у которых активная площадь поршня с одной стороны вдвое отличается от второй (дифференциал $m = 0{,}5$) [3], поскольку в этом случае соответствующим соединением магистралей удается обеспечить при одном и том же значении Q_0 одинаковые скорости движения в обоих направлениях. Такая схема (сх. 4) для случая работы с $p_0 = \text{const}$ показана на рис. IX.5. Та же система работоспособна при $Q_0 = \text{const}$ (сх. 5).

Конструктивно наиболее проста система с однощелевым золотником, устанавливаемым на сливной линии гидроцилиндра (сх. 6) с дифференциалом $m = 0{,}5$ и источником питания с $p_0 = \text{const}$, как показано на рис. IX.6. При использовании в той же системе источника

Таблица IX.1

Характеристики типов гидравлических исполнительных устройств

Номер схемы	Номер рисунка	Параметры источника питания		n	$\Phi(\bar{\varepsilon}, \bar{v}, \bar{P})=0$
		P_0	Q_0		
Сх. 1	IX.3	const	var	1	$(1+\bar{\varepsilon})\sqrt{1-\bar{P}}-(1-\bar{\varepsilon})\sqrt{1+\bar{P}}-2v=0$
Сх. 2	IX.3			1	$\left(\frac{1-\bar{v}}{1-\bar{\varepsilon}}\right)^2-\left(\frac{1+\bar{v}}{1+\bar{\varepsilon}}\right)^2-2\bar{P}=0$
Сх. 3	IX.4	var	const	1	$\left(\frac{1-\bar{v}}{1-\bar{\varepsilon}}\right)^2-\left(\frac{1+\bar{v}}{1+\bar{\varepsilon}}\right)-\bar{P}=0$
Сх. 4	IX.5			0,5	$(1+\bar{\varepsilon})\sqrt{1-2\bar{P}}-(1-\bar{\varepsilon})\sqrt{1+2\bar{P}}-2\bar{v}=0$
Сх. 5	IX.5	const	var	0,5	$\left(\frac{1-\bar{v}}{1-\bar{\varepsilon}}\right)^2-\left(\frac{1+\bar{v}}{1+\bar{\varepsilon}}\right)^2-4\bar{P}=0$
Сх. 6	IX.6			0,5	$\sqrt{1-\frac{\bar{P}}{1-m}}-(1-\bar{\varepsilon})\sqrt{1+\frac{\bar{P}}{m}}-\bar{v}=0$
Сх. 7	IX.7			0,5	$\frac{1-\bar{v}\frac{1-m}{m}}{1-\bar{\varepsilon}}-\sqrt{(1+\bar{v})^2+\frac{\bar{P}}{m(1-m)}}=0$
Сх. 8	IX.8	var	const	0,5	$\frac{1-\bar{v}}{1-\bar{\varepsilon}}-\sqrt{1+\frac{\bar{P}}{m(1-m)}}=0$
Сх. 9	IX.5			0,5	$(1+\bar{\varepsilon})\sqrt{1-\frac{\bar{P}}{m}}-\sqrt{1+\frac{\bar{P}}{1-m}}-\bar{v}=0$
Сх. 10	IX.3	const	var	1	$(1+\lvert\bar{\varepsilon}\rvert)\sqrt{1-\bar{P}\,\mathrm{sign}\,\bar{\varepsilon}}\,\mathrm{sign}\,\bar{\varepsilon}-2\bar{v}=0$

питания Q_0 = const (сх. 7) применяется обратный способ присоединения гидроцилиндра (рис. IX.7). Аналогичная схема может применяться с источником питания, обеспечивающим постоянное давление p_0 (сх. 9).

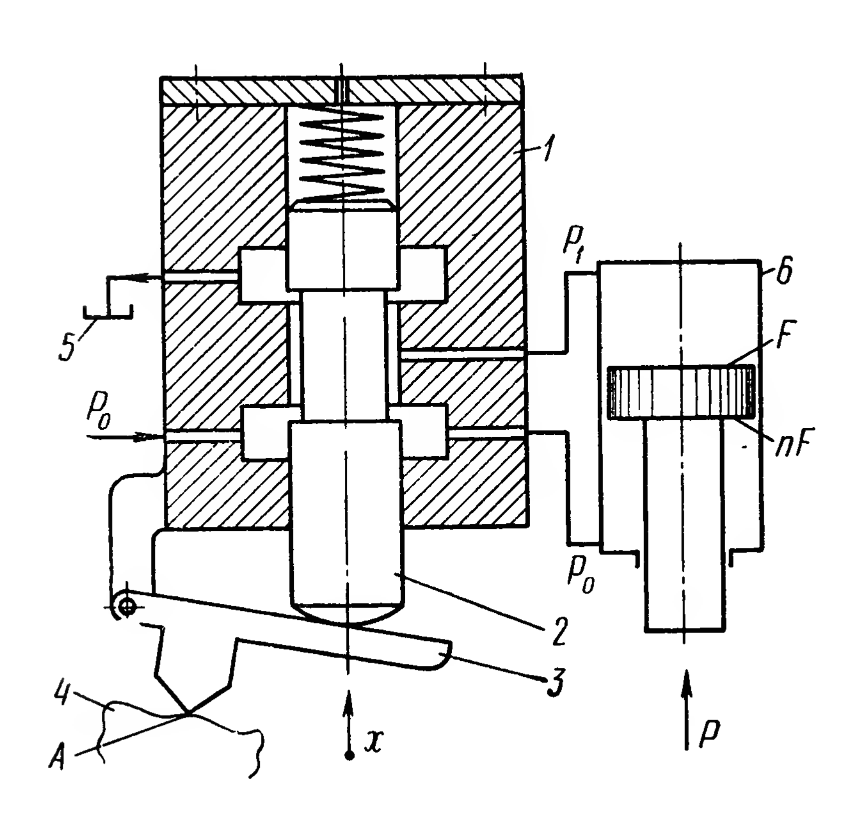


Рис. IX.5. Гидравлический привод с двухщелевым золотником и дифференциальным гидроцилиндром (сх. 4 и 5):

1 — корпус; 2 — золотник; 3 — рычаг; 4 — копир; 5 — сливной бак; 6 — цилиндр

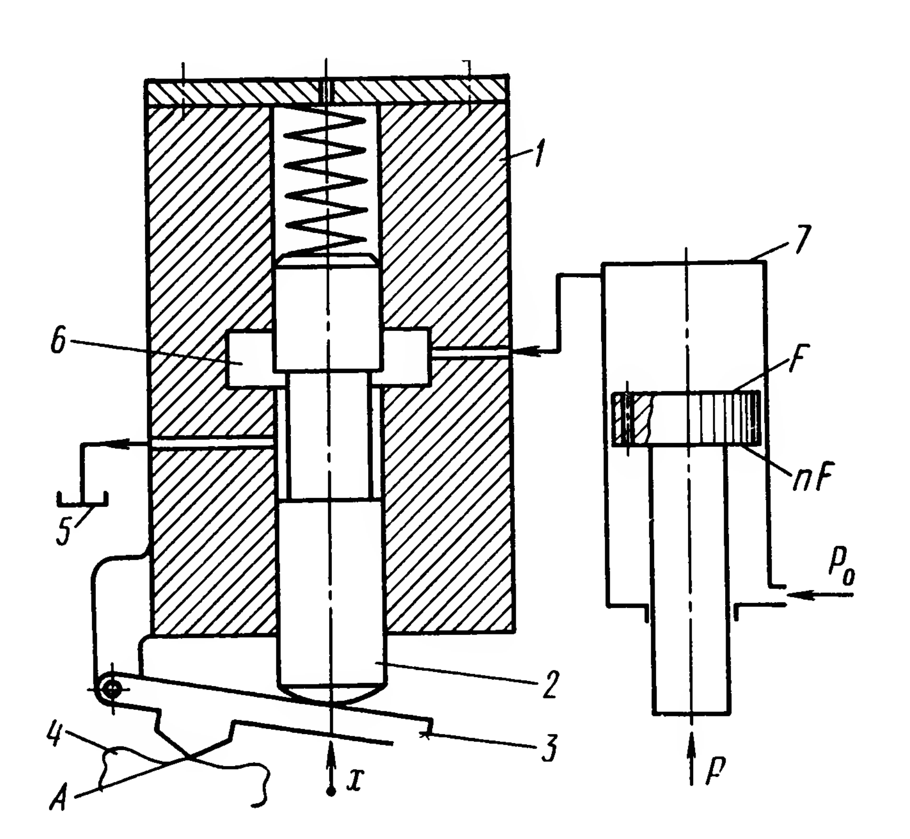


Рис. IX.6. Гидравлический привод с однощелевым золотником и дифференциальным гидроцилиндром при p_0 = = const (сх. 6):

1 — корпус; 2 — золотник; 3 — рычаг; 4 — копир; 5 — сливной бак; 6 — щель; 7 — цилиндр

Свойства гидроусилителя с однощелевым золотником меняются при использовании подпорного клапана (сх. 8) и гидроцилиндра измененной конструкции при работе с Q = const (рис. IX.8).

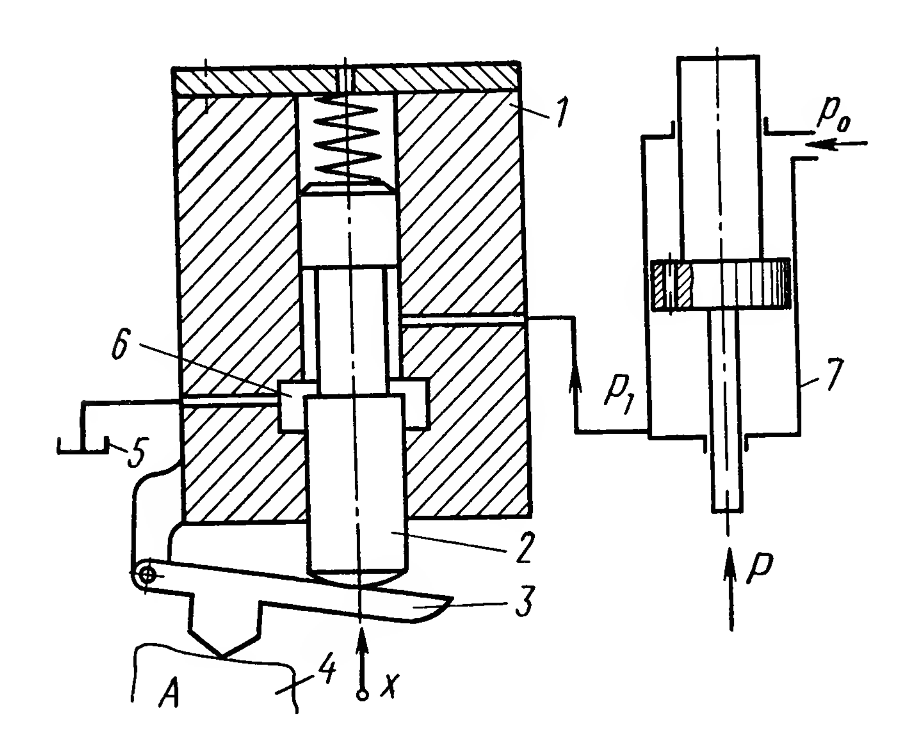


Рис. IX.7. Гидравлический привод с однощелевым золотником и дифференциальным гидроцилиндром при Q_0 = = const (сх. 7):

1 — корпус; 2 — золотник; 3 — рычаг; 4 — копир; 5 — сливной бак; 6 — щель; 7 — цилиндр

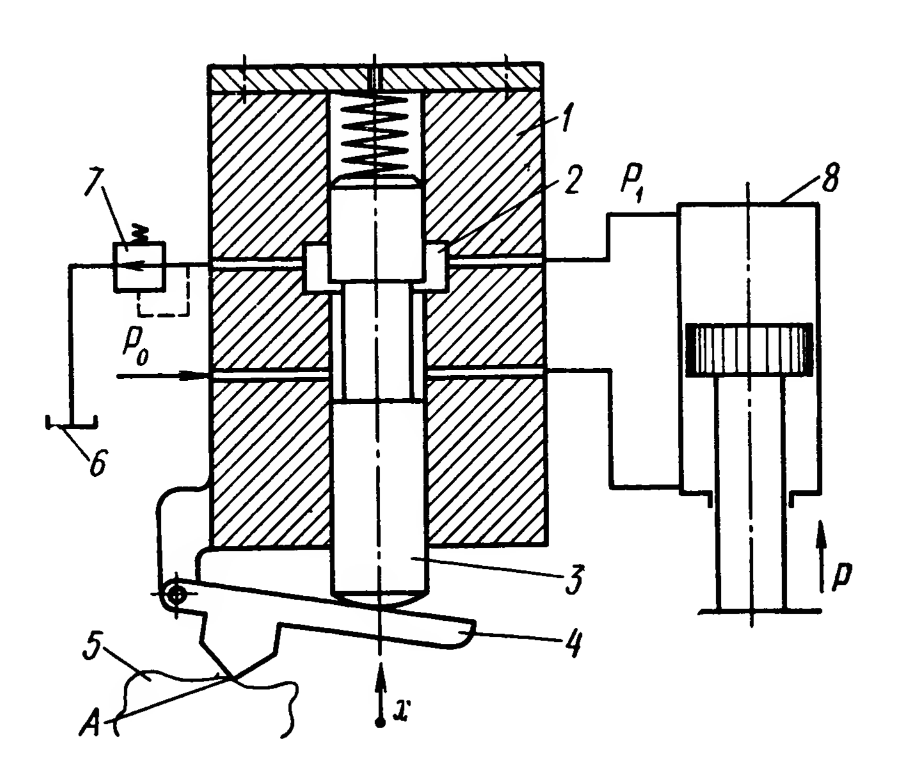


Рис. IX.8. Гидравлический привод с однощелевым золотником, дифференциальным гидроцилиндром и подпорным клапаном при Q_0 = const (сх. 8):

1 — корпус; 2 — щель, 3 — золотник; 4 — рычаг; 5 — копир; 6 — сливной бак; 7 — клапан; 8 — цилиндр

Системы гидроавтоматики металлорежущих станков, особенно копировальных и станков с программно-числовым управлением, основываются на применении рассмотренных выше схем, а также схемы сх. 1, эксплуатирующейся в режиме, соответствующем использованию золотника с нулевым перекрытием.

2. ИСПОЛНИТЕЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО С ГИДРОУСИЛИТЕЛЕМ ДРОССЕЛЬ—СОПЛО — ЗАСЛОНКА

В электрогидроприводах, управляемых маломощными электрическими сигналами, используют многокаскадное усиление, в котором гидроусилитель сопло — заслонка, работающий от электромагнитного преобразователя, управляет перемещением золотника исполнительного устройства. Схема гидроусилителя дроссель — сопло — заслонка приведена на рис. IX.9, *а* [12] и широко используется в многокаскадных следящих системах. При помощи электромагнитного преобразователя

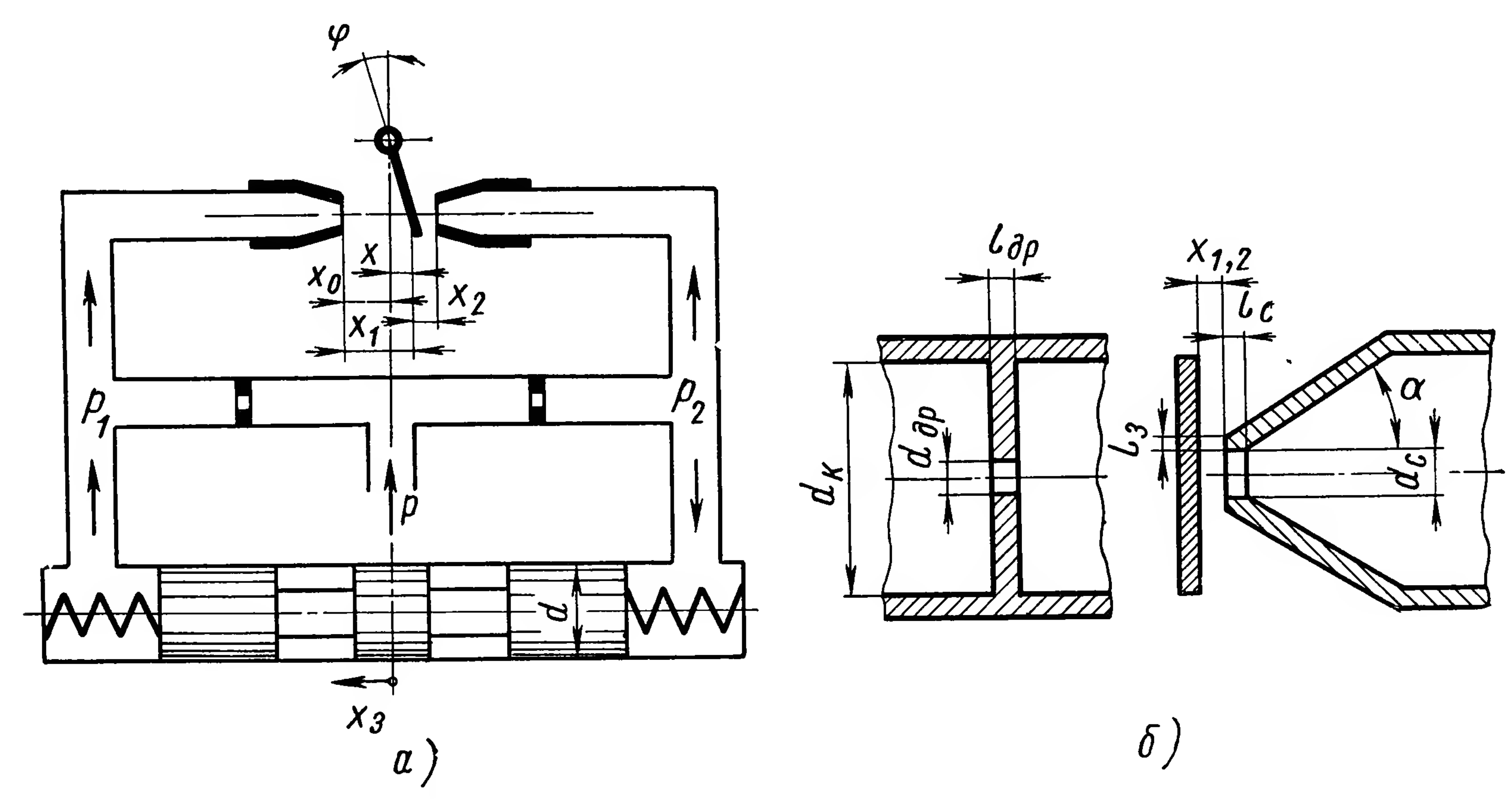


Рис. IX. 9. Гидропривод с усилителем дроссель — сопло — заслонка: *а* — схема конструкции; *б* — геометрия дросселирующих элементов

поворачивается заслонка, меняя соотношение открытия сопл x_1 и x_2 ($x_1 + x_2 = 2x_0$, $x = x_1 - x_0 = x_0 - x_2$), а значит, и соотношение давлений p_1 и p_2, поскольку источник питания обеспечивает $p_0 = \text{const}$ и отделен от рабочих полостей дросселями.

В дальнейшем все количественные оценки будут относиться к системам управления регулируемых насосов [12].

Как показали исследования, при разных температурах коэффициент расхода можно принять для сопла $\mu_с = 0{,}7$, а для дросселя $\mu_д = 0{,}68$. Действие сил сухого (контактного) трения локализируется вибрационной линеаризацией при помощи осциллирующих движений заслонки, что не меняет значений коэффициентов расхода, если при этом не происходит закрытия сопл.

Из уравнений расхода [12] можно получить

$$\frac{p_{1,2}}{p_0} = \frac{1}{1 + a^4 \bar{x}_{1,2}^2 \bar{\mu}^2},$$

а при $\mu_{др} = \mu_с$ (обычно принимаемое допущение)

$$\frac{\Delta p}{p_0} = \frac{p_2 - p_1}{p_0} = \frac{4a\bar{x}_0\bar{x}}{[1 + a^4(\bar{x}_0 - \bar{x})^2][1 + a^4(\bar{x}_0 + \bar{x})^2]},$$

поэтому крутизна безразмерной регулировочной характеристики

$$K_{c1} = \frac{\overline{\Delta p}}{\bar{x}} = \frac{4a^2\bar{x}_0}{[1 + a^4(\bar{x}_0 - \bar{x})^2][1 + a^4(\bar{x}_0 + \bar{x})^2]}, \qquad (IX.1)$$

где $a = \frac{2d_с}{d_{др}}$, $d_с$ и $d_{др}$ — диаметры сопла и дросселя соответственно,

$$\bar{x}_{1,2} = \frac{1}{d_с} x_{1,2}, \quad \bar{\mu} = \frac{\mu_с}{\mu_{др}}, \quad x_0 = \frac{x_0}{d_с}, \quad \bar{x} = \frac{x}{d_с}, \quad \overline{\Delta p} = \frac{p_2 - p_1}{p_0}.$$

Для линейного участка характеристики

$$K^*_{c1} = \frac{4a^4\bar{x}_0}{(1 + a^4\bar{x}_0^2)^2} = 4\frac{d_с}{x_0}\frac{p_{нт}}{p_0}\left(1 - \frac{p_{нт}}{p_0}\right), \qquad (IX.2)$$

если $a = 3{,}2 \div 4{,}0$ и $\bar{x}_0 = 0{,}1 \div 0{,}125$, причем меньшему значению a соответствует большее $\bar{x}_0$, а давление в рабочих полостях при нейтральном положении заслонки будет $p_{нт} = 0{,}35\, p_0$ (стабильность характеристики удается обеспечить при вязкости $0{,}04 \leqslant \nu \leqslant 14$ см²/с).

Геометрия дросселя и сопла показана на рис. IX.9, *б*, причем $l_{др} = (0{,}5 \div 0{,}8)d_{др}$, $l_с = (0{,}8 \div 1{,}0)\, d_с$, $l_з = 0{,}05 \div 0{,}10$ мм, $d_к = 4d_с$, $\alpha = 30°$. В этом случае $K^*_{c1} = 7{,}5$, а расход рабочей жидкости $Q_1 = 2Q_{др} = \frac{\pi d^2_{др}}{2}\mu_{др}\sqrt{\frac{2}{\rho}}\sqrt{p_0 - p_{нт}} = 1280 d^2_{др}\sqrt{p_0}$, а при $p_0 = 11$ кгс/см² $Q_1 = 4250 d^2_{др}$.

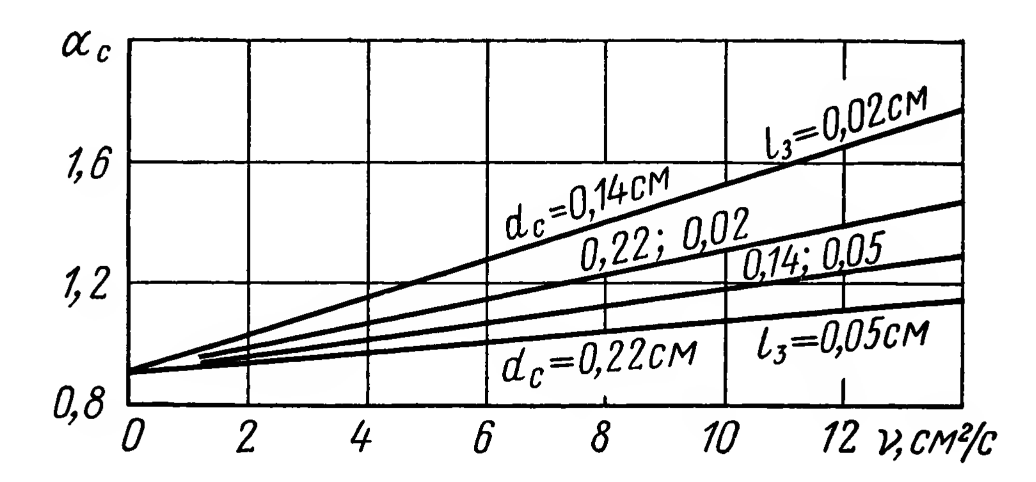


Рис. IX.10. Зависимость значения коэффициента силы на заслонке от вязкости рабочей жидкости

Зависимость усилия от перепада давления определяется выражением

$$P_с = \alpha_с(d_с, l_з, \nu)\frac{\pi d_с^2}{4}\Delta p, \qquad (IX.3)$$

причем значение безразмерного коэффициента усилия приведено на рис. IX.10.

Уравнение расхода для движущегося золотника [12] приводится к линеаризированному выражению перепада давлений:

$$\delta(p_2 - p_1) = K^*_{c1}\frac{p_0}{d_с}\delta x - \frac{\pi d^2}{4}\frac{p_0}{Q_{усл}}K^*_{c2}\frac{d}{dt}\delta x, \qquad (IX.4)$$

где d — диаметр золотника;

$Q_{усл}$ — условный расход через дроссель;

K^*_{c2} — коэффициент расхода,

причем

$$Q_{усл} = \frac{\pi d^2_{др}}{4}\mu_д\sqrt{\frac{2p_0}{\rho}},$$

$$K_{c2} = 2\left(\frac{p_2}{p_0}\sqrt{1 - \frac{p_2}{p_0}} + \frac{p_1}{p_0}\sqrt{1 - \frac{p_1}{p_0}}\right).$$

Поскольку экспериментально установлено существование линейного участка характеристики, то $K_{c2}^{*} = K_{c2}$ при $p_1 = p_2 = p_{нт}$, т. е.

$$K_{c2}^{*} = 4\frac{p_{нт}}{p_0}\sqrt{1 - \frac{p_{нт}}{p_0}}. \qquad \text{(IX.5)}$$

Уравнение сил, действующих на золотник, будет

$$\frac{\pi d^2}{4}\delta(p_2 - p_1) = 2c_з\,\delta x + h_з\frac{d}{dt}\delta x + m_з\frac{d^2}{dt^2}\delta x + K_{cз}\,\delta x, \qquad \text{(IX.6)}$$

где $c_з$ — жесткость пружины;

$h_з$ — коэффициент активного сопротивления движению золотника ($h_з \approx 0{,}1d$, где d в см),

$m_з$ — масса золотника;

$K_{cз} \approx 1{,}75$ кгс/см — коэффициент реактивной силы, действующей на золотник вследствие протекания через него жидкости.

Из уравнений (IX.4) и (IX.6) можно получить передаточную функцию гидроусилителя дроссель — сопло — заслонка

$$W_c(s) = \frac{\delta x(s)}{\delta x_з(s)} = \frac{K_c}{1 + 2\zeta T_c s + T_c^2 s^2}, \qquad \text{(IX.7)}$$

где

$$K_c = \frac{\pi d^2 K_{c1}^{*} p_0}{4d_c(2c_з + K_{cз})};$$

$$T_c = \sqrt{\frac{n}{2c_з + K_{зc}}};$$

$$\zeta = \frac{\frac{\pi^2 d^4 p_0}{16Q_{усл}}K_{c2}^{*} + 0{,}1d}{2\sqrt{n(2c_з + K_{cз})}};$$

причем в гидроусилителях этого типа значения ζ обычно существенно больше единицы, поскольку значение $m_з$ мало. При сколь-нибудь значительном возрастании значения $m_з$ коэффициент ζ уменьшается, но соответственно возрастает T_c. Заметим, что при малом значении инерционной нагрузки демпфирование малым не бывает.

Пример IX.1. Для механизма управления регулируемого насоса второй гаммы $p_0 = 11$ кгс/см², $d = 0{,}7$ см, $K_{cз} = 1{,}75$ кгс/см, $c_з = 2{,}7$ кгс/см, $d_c = 0{,}14$ см, $d_{др} = 0{,}09$ см, $\frac{p_{нт}}{p_0} = 0{,}35$, $m_з = 1\cdot 10^{-5}$ кгс/см². Результаты расчета [11] будут: $K_{c1}^{*} = 7{,}2$; $K_{c2}^{*} = 1{,}13$; $Q_{усл} = 21{,}3$ см³/с, откуда $K_c = 49$; $T_c = 1{,}2\cdot 10^{-3}$; $\zeta = 9{,}5$.

В этом случае

$$W_c(s) = \frac{49}{(1 + 0{,}022s)(1 + 0{,}00005s)}$$

и расчет ведется по доминирующей постоянной времени.

3. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Уравнение расхода устанавливает связь между тремя переменными: расходом (скоростью исполнительного устройства), перепадом давления на исполнительном устройстве и смещением золотника. Поскольку активная площадь гидроцилиндра постоянна, то перепад давления пропорционален усилию на исполнительном органе.

Различают три вида статических характеристик: скоростная, силовая и внешняя. Скоростная характеристика — зависимость расхода (скорости исполнительного органа) от смещения золотника при фиксированном значении перепада давления. Силовая характеристика — зависимость перепада давления при смещении золотника относительно среднего положения; обычно рассматривается при заторможенном исполнительном устройстве. Внешняя характеристика — зависимость расхода от изменения перепада (т. е. от изменения возмущающего воздействия) при фиксированном положении золотника. Последняя характеристика важна при оценке систем стабилизации, в которых существенно меняется возмущающее воздействие (например, гидропривод станков).

Поток через щель при поступлении рабочей жидкости из линии питания в гидроцилиндр равен потоку при выходе из гидроцилиндра на слив. Величина этих потоков определяется выражением:

$$Q = vF = \mu bx \sqrt{2\rho \frac{p_0 - \Delta p}{2}}, \qquad (IX.8)$$

где v — скорость поршня гидроцилиндра;
F — активная площадь поршня;
b и x — размеры щели, причем x — смещение золотника;
μ — коэффициент расхода;
ρ — плотность рабочей жидкости.

Симметрия обеих открываемых щелей обеспечивает очевидные равенства

$$p_0 - p_1 = p_2 - p_c = \frac{p_0 - \Delta p}{2},$$

если $p_c \to 0$ и $\Delta p = p_1 - p_2$ при $\Delta p > 0$.

Уравнению (IX.8) можно придать форму

$$v = k_x \sqrt{1 - \frac{\Delta p}{p_0}}\, x, \qquad (IX.9)$$

где коэффициент крутизны скоростной характеристики холостого хода (т. е. при $\Delta p = 0$)

$$k_x = \frac{\mu b}{F} \sqrt{\rho p_0}, \qquad (IX.10)$$

а в безразмерной форме записи

$$\bar{v} = \sqrt{1 - \overline{\Delta p}}\, \bar{\varepsilon}, \qquad (IX.11)$$

где безразмерная скорость

$$\bar{v} = \frac{v}{k_x x_{max}} = \frac{v}{v_{max}},$$

а безразмерный управляющий сигнал

$$\bar{\varepsilon} = \frac{x}{x_{max}}.$$

Ограничение $\Delta p > 0$ при получении скоростной характеристики снимается, если использовать запись

$$\bar{v} = \sqrt{1 - \overline{\Delta p} \operatorname{sign} \bar{\varepsilon}}\, \bar{\varepsilon}, \qquad (\text{IX}.12)$$

поскольку $-1 < \bar{\varepsilon} < +1$, а при $\bar{\varepsilon} < 0$ обязательно $\Delta p < 0$.

Графическое изображение скоростной характеристики четырехщелевого золотника в форме $\bar{v}\ (\overline{\Delta p})$ при $\bar{\varepsilon} = \text{const}$ приведено на рис. IX.11, *а* и используется при $-1 < \overline{\Delta p} < +1$. При изменении знака безразмер-

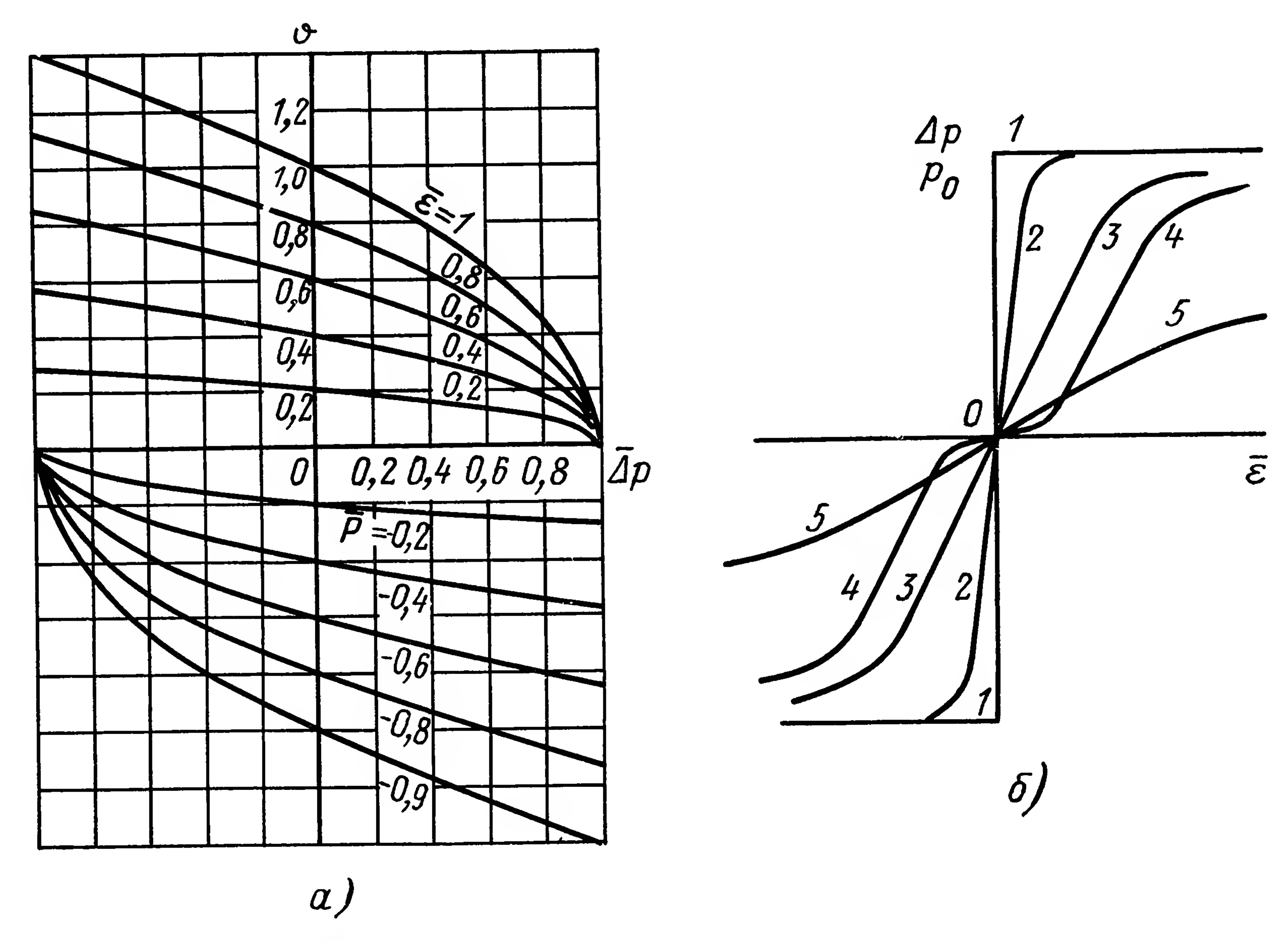


Рис. IX.11. Характеристики гидропривода с четырехщелевым золотником с нулевым перекрытием при отсутствии потерь и утечек:

а — обобщенные; *б* — силовые; *1* — герметичный золотник с нулевым перекрытием; *2* — золотник с нулевым перекрытием и утечками; *3* — золотник с нулевым перекрытием и утечками в гидродвигателе; *4* — золотник с положительным перекрытием; *5* — золотник с большим осевым зазором

ного сигнала управления $\bar{\varepsilon}$ уравнение вырождается. При этом характеристика системы существенно нелинейна.

Для знакопостоянных $\bar{v}$, $\bar{\varepsilon}$ и $\overline{\Delta p}$ допустима линеаризация при рассмотрении связи между отклонениями, что оказывается справедливым при малых сигналах.

Малые знакопеременные, например симметричные гармонические колебания, до сего времени исследованы недостаточно.

Применяя вертикальные разрезы графического изображения на рис. IX.11, *а*, можно получить скоростные характеристики $\bar{v}\ (\bar{\varepsilon})$ при фиксированных значениях $\overline{\Delta p}$, которые в широком диапазоне изменений $\overline{\Delta p}$ линейны. Внешние характеристики того же устройства $\bar{v}\ (\overline{\Delta p})$ при $\bar{\varepsilon} = \text{const}$ изображаются кривыми, показанными на рис. IX.11, *б*.

Силовые характеристики $\overline{\Delta p}$ ($\bar{\varepsilon}$) принципиально могут быть рассчитаны, если известны пути утечки жидкости. Поскольку размеры щелей колеблятся в достаточно широких пределах, изменяющихся в процессе эксплуатации, то зависимость $\overline{\Delta p}$ ($\bar{\varepsilon}$) при заторможенном гидромоторе обычно оценивается экспериментально. Эти характеристики важны при оценке процесса трогания с места.

Для идеального золотника (герметичного в среднем положении, т. е. при $\bar{\varepsilon} = 0$ и нулевом перекрытии) силовая характеристика изображается кривой *1*, которая скачкообразно меняет значение ординаты от $\Delta p = -p_0$ до $\Delta p = +p_0$ при прохождении значения $\bar{\varepsilon}$ через нуль.

Крутизна силовой характеристики гидроцилиндра (кривая *2*) конечна (при наличии утечек в золотниковой паре утечки в самом гидроцилиндре обычно ничтожно малы). Если исполнительным двигателем будет гидромотор, то крутизна силовой характеристики существенно уменьшается (кривая *3*). При положительном перекрытии появляется зона нечувствительности (кривая *4*), а при отрицательном перекрытии зона нечувствительности исчезает, зато крутизна силовой характеристики существенно падает (кривая *5*), уменьшая приемистость (наибольшее ускорение инерционной нагрузки).

Приближение к силовой характеристике идеального золотника достигается увеличением герметичности золотниковой пары с нулевым перекрытием и использовании в качестве гидродвигателя гидроцилиндра.

4. СРАВНЕНИЕ СХЕМ ГИДРАВЛИЧЕСКИХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Каждая из рассмотренных схем характеризуется своей формой уравнения расхода, которое для сх. 1 при нулевом перекрытии золотника можно записать в следующей форме:

$$v = \frac{\mu b i}{F} \sqrt{\rho p_0} \sqrt{1 - \frac{\Delta p}{p_0} \operatorname{sign} \varepsilon}\, \varepsilon \equiv G(\Delta p,\ \varepsilon)\, \varepsilon, \qquad (IX.13)$$

причем вид характеристической функции G (Δp, ε) конкретизируется при выборе схемы.

Второй радикал в равенстве (IX.13) обозначается в виде $\bar{G}$ (Δp, ε) и для схем с $p_0 = \text{const}$ имеет приведенную форму записи, а для схем с постоянным расходом

$$\bar{G}(\Delta p,\ \varepsilon) = \sqrt{1 - \frac{\Delta p}{p_0^*} \operatorname{sign} \varepsilon}. \qquad (IX.14)$$

При исследовании малых знакопостоянных (что важно, имея в виду существенную нелинейность системы) сигналов уравнение расхода в отклонениях имеет вид

$$\delta v = \frac{\partial v}{\partial \varepsilon} \delta \varepsilon + \frac{\partial v}{\partial \Delta p} \delta \Delta p, \qquad (IX.15)$$

где символ δ относит величины к отклонениям, причем коэффициент усиления по рассогласованию

$$k_v = \frac{\partial v}{\partial \varepsilon}$$

при $\Delta p = 0$ характеризует зависимость рассогласования ε от v и тогда обозначается через k_v^*, а коэффициент усиления по нагрузке

$$k_{\Delta p} = \frac{\partial v}{\partial \Delta p}$$

обусловливает изменение скорости привода от нагрузки и эффект его действия аналогичен утечкам.

Таблица IX.2

Характеристика основных типов гидравлических исполнительных устройств

Номер схемы	Номер рисунка	Параметры источника питания		m	$\frac{k_v^*}{A}$	$\frac{k_P^*}{B}$	$\overline{k_P^*}$	$\frac{k_P^{**}}{B}$
		P_0	Q_0					
Сх. 1	IX.3	const	var	1	1	$\frac{1-\bar{\varepsilon}^2}{(1+\bar{\varepsilon}^2)^2}$	$\frac{2(1-\bar{\varepsilon}^2)}{(1+\bar{\varepsilon}^2)^2}$	1
Сх. 2	IX.3			1	$\sqrt{\frac{p_0^*}{p_0}}$	$\frac{1+3\bar{\varepsilon}^2}{(1-\bar{\varepsilon}^2)^2}\sqrt{\frac{p^*}{p_0}}$	$\frac{2(1+3\bar{\varepsilon}^2)}{(1-\bar{\varepsilon}^2)^3}$	1
Сх. 3	IX.4	var	const	1	$\frac{1}{2}\sqrt{\frac{p_0^*}{p_0}}$	$\frac{1+3\bar{\varepsilon}^2}{(1-\bar{\varepsilon}^2)^2}2\sqrt{\frac{p_0^*}{p_0}}$	$\frac{4(1+3\bar{\varepsilon}^2)}{(1-\bar{\varepsilon}^2)^3}$	2
Сх. 4	IX.5			0,5	1	$\frac{1-\bar{\varepsilon}^2}{2(1+\bar{\varepsilon}^2)^2}$	$\frac{1-\bar{\varepsilon}^2}{(1+\bar{\varepsilon}^2)^2}$	$\frac{1}{2}$
Сх. 5	IX.5	const	var	0,5	$\sqrt{\frac{p_0^*}{p_0}}$	$\frac{1+3\bar{\varepsilon}^2}{2(1-\bar{\varepsilon}^2)^3}\sqrt{\frac{p_0^*}{p_0}}$	$\frac{1+3\bar{\varepsilon}^2}{(1-\bar{\varepsilon}^2)^3}$	$\frac{1}{2}$
Сх. 6	IX.6			0,5	$\frac{1}{2}$	$\frac{1-\bar{\varepsilon}}{(2-2\bar{\varepsilon}+\bar{\varepsilon}^2)^2}$	$\frac{2(1-\bar{\varepsilon})}{(2-2\bar{\varepsilon}+\bar{\varepsilon})^2}$	$\frac{1}{4}$
Сх. 7	IX.7	var	const	0,5	$\frac{2}{(2-\bar{\varepsilon})^2}\sqrt{\frac{p_0^*}{p_0}}$	$\frac{1}{8(1-\bar{\varepsilon}^2)}\sqrt{\frac{p_0^*}{p_0}}$	$\frac{1}{4(1-\bar{\varepsilon})^2}$	$\frac{1}{8}$
Сх. 8	IX.6			0,5	$\sqrt{\frac{p_0^*}{p_0}}$	$\frac{1}{4(1-\bar{\varepsilon})^2}\sqrt{\frac{p_0^*}{p_0}}$	$\frac{1}{2(1-\bar{\varepsilon})^3}$	$\frac{1}{4}$

Жесткость системы оценивается зависимостью рассогласования от нагрузки:

$$k_P = \frac{\partial P}{\partial \varepsilon},$$

выражение которой для статических режимов работы используется в формах

$$k_P^* = |\,k_P\,|_{v=0} \quad \text{и} \quad k_P^{**} = |\,k_P\,|_{\varepsilon=0}.$$

Выражения k_v, $k_{\Delta p}$ и k_P зависят от схемы и сравнение статических характеристик различных схем осуществляют по выражениям k_v^*, k_P^*, k_P^{**}, а также по безразмерной форме $\bar{k}_P^*$, определяемой при помощи безразмерных переменных: $\bar{v} = \frac{iv}{k_v^* x_0}$, $\bar{\varepsilon} = \frac{i\varepsilon}{x_0}$, $\bar{P} = \frac{P}{P_0 F}$, где $x_0 = i\varepsilon_{max}$ и поэтому $v_{max} = k_v^* x_0 i^{-1}$. Выражения k_v, k_P^*, $\bar{k}_P^*$ и k_P^{**} приведены в табл. IX.2, в которой ради краткости записи использованы обозначения [2]:

$$A = \frac{2bi\mu}{F}\sqrt{\rho p_0} \quad \text{и} \quad B = \frac{2p_0 Fi}{x_0},$$

а выражения для сх. 9 и сх. 10 не приводятся из-за асимметрии закономерности.

Зона нечувствительности ε_0 определяется суммой рассогласований ε_1 и ε_2, определяемых при $v = 0$ по величинам перепадов давлений, необходимых для трогания с места при $\Delta p_{тр} > 0$ и $\Delta p_{тр} < 0$ соответственно. В хорошо выполненных гидродвигателях $|\Delta p_{тр}| \approx 3 \div 5$ кгс/см² [6]. В автоматических гидроприводах станков принимают $|\Delta p_{тр}| \approx 0{,}1 p_0$ [2], а в авиационных [1], поскольку в этом случае значение p_0 велико, принимают $|\Delta p_{тр}| \approx (0{,}01 \div 0{,}03)\, p_0$. Зона нечувствительности существенно уменьшается при использовании вибрационной линеаризации [6]. Влияние зоны нечувствительности обязательно должно учитываться при работе системы со знакопеременными сигналами.

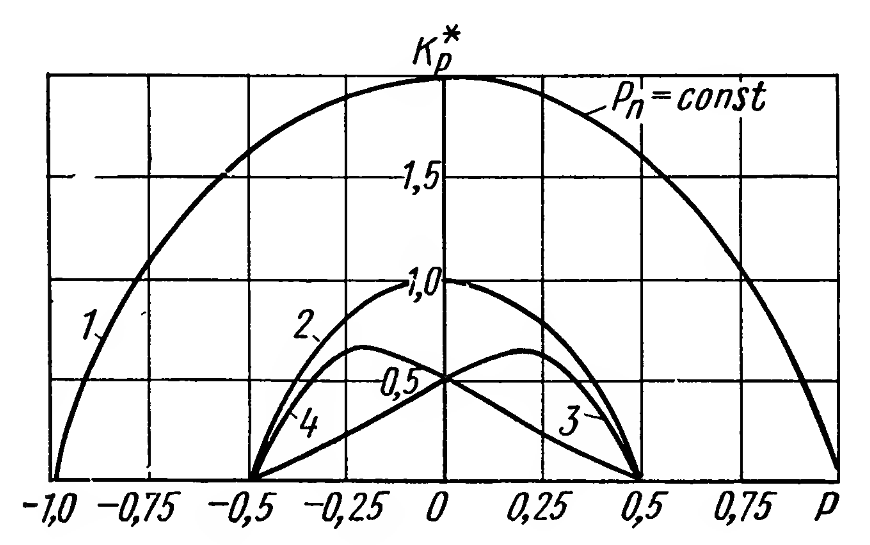


Рис. IX.12. Зависимость $k_P^*(P)$ для случая $p_0 = \text{const}$ (кривые *1*, *2*, *3*, *4* соответственно для сх. 2, 4, 6, 9)

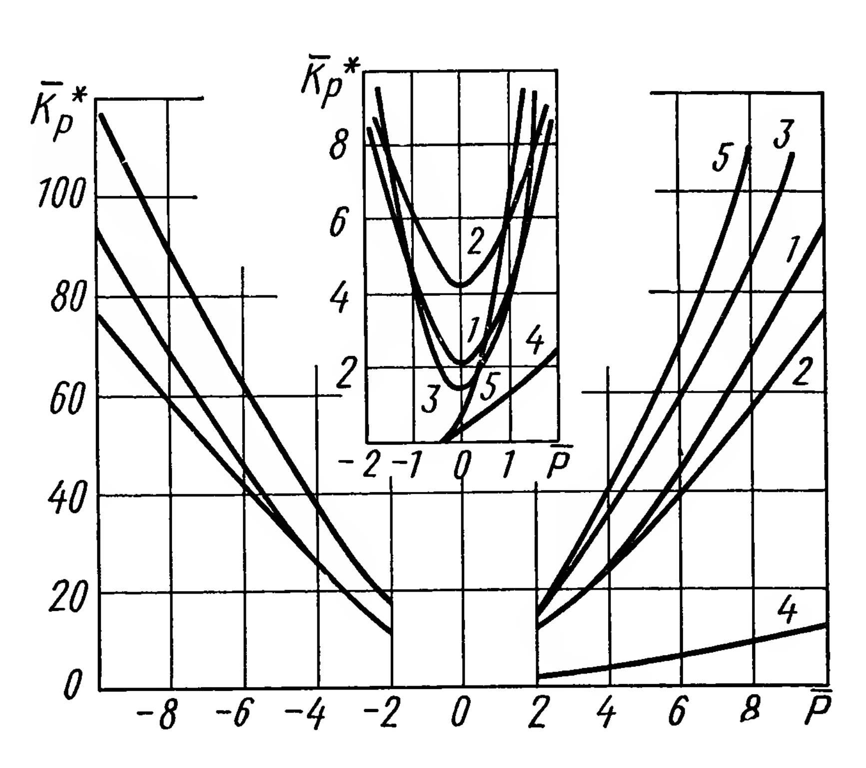


Рис. IX.13. Зависимость $\bar{k}_P^*(\bar{P})$ для систем с $Q_0 = \text{const}$ (кривые *1*, *2*, *3*, *4*, *5* соответственно для сх. 2, 3, 4, 5,6)

Расчет зависимостей $\bar{k}_P^*(\bar{P})$ для четырех схем с $p_0 = \text{const}$ приведен на рис. IX.12, а для пяти схем с $Q_0 = \text{const}$ — на рис. IX.13. Принципиальное отличие первых систем от вторых заключается в том, что для первых $\frac{\partial \bar{k}_P^*}{\partial |P|} < 0$, а для вторых $\frac{\partial \bar{k}_P^*}{\partial |P|} > 0$. Кроме того, для сх. 7 и сх. 8 возможна работа лишь при $P > 0$.

Наибольшую жесткость механической характеристики среди систем с $p_0 = \text{const}$ имеет привод, выполненный по сх. 1. Этим и объясняется ее широкое распространение.

Наибольшую жесткость при $|\bar{P}| \leqslant 1$ среди систем с $Q_0 = \text{const}$ имеет характеристика привода сх. 2. Если необходимо получение большой жесткости характеристики при $\bar{P} > 1$ и знакопостоянной нагрузке, то следует обращаться к сх. 8. Однако в этом случае не удается обеспечить высокую чувствительность, поскольку $\Delta p_{\text{тр}} < 0{,}05 p_0^*$ [2]. Обычно $\Delta p_{\text{тр}} \approx 0{,}2 p_0$ и в этом случае для сх. 2 $\bar{\varepsilon}_0 = 0{,}2$, $\bar{\varepsilon}_0 = 0{,}1$ для сх. 3 и $\bar{\varepsilon} = 0{,}2$ для сх. 5.

Системы с $Q_0 = \text{const}$ используются в связи с тем, что их к. п. д. выше, чем у систем с $p_0 = \text{const}$. Это оказалось важным из-за повышения мощности гидроприводов с дроссельным управлением. Недостатки таких приводов — нестабильность характеристик и падение ресурса из-за больших нагревов рабочей жидкости. Несмотря на то, что при $Q_0 = \text{const}$ удается получить бóльшую жесткость характеристики, широкого распространения такие приводы не получили, поскольку энергетический выигрыш достигается при малых значениях p_0^*, т. е. тогда, когда значение относительной зоны нечувствительности $\bar{\varepsilon}_0$ оказывается чрезмерно велико. При одинаковых значениях $\bar{\varepsilon}_0$ энергетический выигрыш обычно не существенен [2].

Кроме того, при уменьшении значения p_0^* существенно возрастает постоянная времени гидропривода, что и послужило причиной достаточно широкого распространения источников питания систем дроссельного регулирования в форме регулируемых насосов с автоматами мощности (с регулированием насоса по давлению).

В случае, когда требуется высокая чувствительность, используется сх. 1 или иные системы с $p_0 = \text{const}$. Системы с $Q_0 = \text{const}$ не обеспечивают высокую чувствительность, за исключением той, которой соответствует сх. 3 (в этом случае все же удается несколько уменьшить потери энергии) [2]. Системы с $Q_0 = \text{const}$, допускающие использование простых в изготовлении золотников (сх. 7 и сх. 8), обеспечивающие работу с более высоким к. п. д. Такие приводы используются, если не требуется высокая чувствительность, а нагрузка знакопостоянна.

5. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НАСОСА С АВТОМАТОМ МОЩНОСТИ В ИСТОЧНИКЕ ПИТАНИЯ

В системах $p_0 = \text{const}$ и $Q_0 = \text{const}$ гидроусилитель является распределителем энергии. Влияние источника питания на работу информационного канала в этих системах сведено к минимуму. Низкое значение к. п. д., особенно при $\overline{\Delta p} \to 1$, обусловлено сбросом значительной подачи через гидроусилитель.

Выражение к. п. д.

$$\eta = \frac{\Delta p v F}{p_i Q_0}, \qquad (p_i = p_0,\ p_0^*) \tag{IX.16}$$

указывает, что его уменьшение неизбежно при $\Delta p \to 0$ или $v \to 0$ и конечных значениях $p_i\ (v)$ и $Q_0\ (\Delta p)$, поскольку при $\Delta p \to 1$ обязательно $v \to 0$, а при возрастании v неизбежно $\Delta p \to 0$.

Возможность существенного повышения к. п. д. возникает при использовании автоматически регулируемого источника питания, в кото-

ром применен регулируемый насос. Если подача насоса снижается с ростом давления, то при $v \to 0$ одновременно $Q_0 \to 0$. Это позволяет эксплуатировать гидропривод при самых больших нагрузках с небольшими потерями энергии в золотниковой паре. Уменьшение скорости движения при этом не имеет принципиального значения, поскольку тот же эффект наблюдается в системах с $p_0 = \text{const}$ и $Q_0 = \text{const}$.

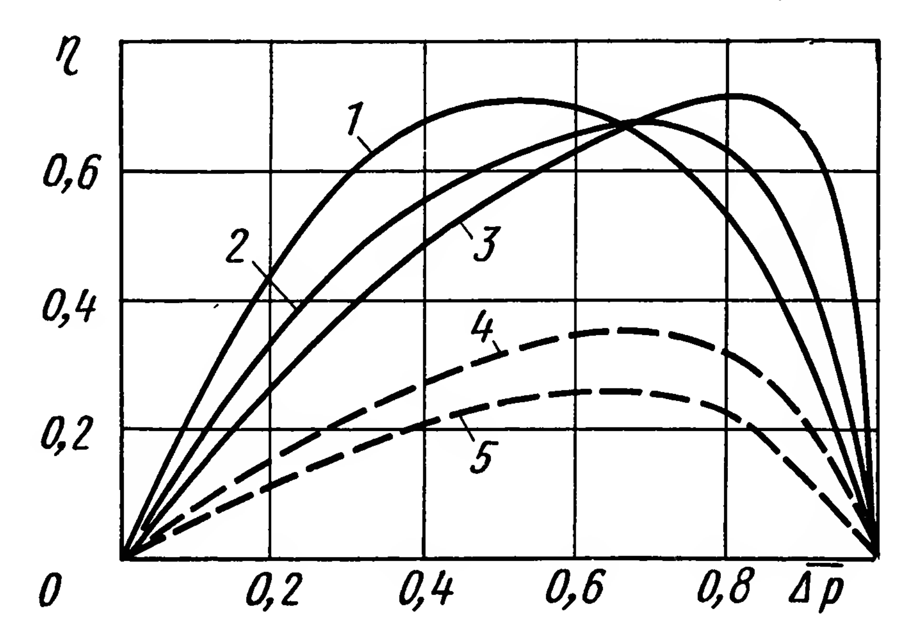


Рис. IX.14. Зависимость $\eta\,(\overline{\Delta p})$ для различных систем дроссельного управления

Использование регулируемого насоса с автоматом мощности делает гидропривод более сложным по сравнению с гидроприводом объемного регулирования. Это целесообразно в случаях ограниченной мощности источника энергии, так как искажения работы привода из-за ограниченной мощности источника питания окажутся наименьшими.

При выборе насоса с автоматом мощности обязательно должна проверяться его статическая характеристика [7], а также устойчивость [8].

К. п. д. систем с $p_0 = \text{const}$ и $Q_0 = \text{const}$ [1] при использовании четырехщелевого золотника определяется выражением

$$\eta = \frac{\overline{\Delta p}\,\bar{\varepsilon}\sqrt{\frac{1}{2}\left(1-\overline{\Delta p}\right)}}{R_1 + R_2\overline{\Delta p} + \bar{\varepsilon}\sqrt{\frac{1}{2}\left(1+K_{\text{н}}\right)}}, \qquad \text{(IX.17)}$$

где $R_1 = \frac{L_{\text{ут}}\sqrt{p_i}}{K_{\text{д}}}$, $R_2 = \frac{L_{\text{пт}}\sqrt{p_i}}{K_{\text{д}}}$, $K_{\text{д}} = \mu f\sqrt{\frac{2}{\rho}}$;

$L_{\text{ут}}$ — коэффициент утечек;

$L_{\text{пт}}$ — коэффициент перетечек;

$p_i = p_0$ или $p_i = p_0^*$, в зависимости от типа системы (источник энергии с постоянным давлением или с постоянным расходом соответственно);

$K_{\text{н}}$ — коэффициент усиления насоса по расходу ($K_{\text{н}} = 0$ в системах с $Q_0 = \text{const}$; $K_{\text{н}} = 1$ в системах с $p_0 = \text{const}$).

На рис. IX.14 показаны зависимости $\eta\,(\overline{\Delta p})$ для системы с $Q_0 = \text{const}$ (кривая *4*) и для системы с $p_0 = \text{const}$, для которых $R_1 = 0{,}07$ и $R_2 = 0{,}02$ (кривая *5*). В первом случае потери энергии несколько меньше.

При использовании в качестве источника питания насоса с автоматом мощности удается существенно уменьшить потери энергии, при этом величина к. п. д. определяется равенством [1]

$$\eta = \frac{1}{1 + R_2\frac{\overline{\Delta p}}{v} + R_1\left(\frac{1}{Fv} - \frac{1}{\bar{\lambda}}\right)}, \qquad \text{(IX.18)}$$

где $\bar{\lambda} = \frac{\lambda}{K_{дт}\sqrt{p_0}}$ — относительная жесткость регулировочной характеристики насоса;

$\lambda = K_н \frac{F_р}{c_р} = \frac{dQ}{dp}$ — жесткость регулировочной характеристики насоса;

$F_р$ — активная площадь поршня регулятора насоса;

$c_р$ — жесткость пружины регулятора насоса;

$K_{дт} = K_д$ при $f = f_{max}$.

Результаты подсчета зависимости $\eta\ (\overline{\Delta p})$ — для случая $R_1 = 0{,}06$ и $R_2 = 0{,}03$ [рис. IX.14, кривые *1* ($\bar{\lambda} = 0{,}5$), *2* ($\bar{\lambda} = 1{,}0$) и *3* ($\bar{\lambda} = 1{,}5$)] свидетельствуют о возможности двукратного уменьшения потерь на оптимальных режимах при стационарных условиях работы.

6. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Динамическая характеристика гидравлического исполнительного устройства с дроссельным управлением, как и любого иного силового преобразователя энергии, описывается двумя уравнениями, поскольку состояние системы описывается двумя фазовыми координатами: y (или $\dot{y}$) и Δp для гидроцилиндра и θ (или Ω) для гидромотора. Входные переменные: ε и возмущающее воздействие $P_в$ (для гидромотора — возмущающий момент).

Уравнение сил

$$F\,\Delta p = m\ddot{y} + h_д\dot{y} + cy + P_в + |P_{тр}|\,\mathrm{sign}\,\dot{y}, \qquad (IX.19)$$

где m — полная инерционная нагрузка (масса поршня и приведенные к поршню массы нагрузки и всех движущихся частей);

$h_д$ — коэффициент активного сопротивления;

c — жесткость позиционной нагрузки;

$P_в$ — возмущающее усилие;

$P_{тр}$ — сила контактного трения.

Применительно к гидромотору то же уравнение записывается в форме

$$w\,\Delta p = J\ddot{\theta} + h_д\dot{\theta} + c\theta + M_в + |M_{тр}|\,\mathrm{sign}\,\dot{\theta}, \qquad (IX.20)$$

где w — характерный объем гидромотора.

При отсутствии обратной связи или позиционной нагрузки с y исполнительное устройство становится интегрирующим звеном, а характеристическое уравнение — укороченным.

Используя зависимость между v, ε и Δp в форме $v = G\ (\Delta p\varepsilon)\ \varepsilon$ или

$$\Phi\ (\varepsilon,\ v,\ \Delta p) \equiv v - G\ (\Delta p\varepsilon)\ \varepsilon = 0, \qquad (IX.21)$$

можно с учетом потерь (утечки, перетечки) и эффекта сжатия жидкости перейти к уравнению расхода. Соотношение (IX.21) также используется, если характеристическая функция не выражается в явном виде. Уравнение расхода вместе с уравнением сил описывает динамическую характеристику исследуемой системы для случая использования гидро-

мотора. Зависимость между v, ε и Δp нарушается внешней характеристикой исполнительного устройства.

Такой способ расчета применительно к гидроцилиндру можно использовать лишь в том случае, если с обеих сторон поршня в процессе деформации будут участвовать одинаковые объемы жидкости. В противном случае гидропривод перестает быть симметричным и тогда расчет производится по трем уравнениям: сил, расхода для одной магистрали с давлением p_1 и для второй магистрали с давлением p_2, как это делалось для асимметричного гидропривода в работах [3], [6]. Состояние такого гидропривода определяется уже тремя фазовыми координатами: y, p_1 и p_2. Допустимо при использовании гидроцилиндра считать привод симметричным в случае, когда эффект сжимаемости жидкости не оказывает влияния на динамическую характеристику. Ниже будет показано, что это может быть в случае малости постоянной времени оператора потерь по сравнению с постоянной времени оператора нагрузки.

Если функцию расхода Φ (ε, v, Δp) переписать в безразмерных координатах

$$\bar{v}=\frac{v}{v_{\max}}=\frac{iv}{k_v^* x_0};\quad \bar{\varepsilon}=\frac{i\varepsilon}{x_0}\quad \text{и}\quad \bar{P}=\frac{P}{p_0F}=\overline{\Delta p}\quad (P=\Delta pF),$$

причем x_0 — значение отрицательного перекрытия, то для девяти рассмотренных схем выражение функции расхода приведено по материалам работы [2] в табл. IX.1.

Четырехщелевой золотник с нулевым перекрытием будет рассмотрен ниже, а $\Phi(\bar{\varepsilon}, \bar{v}, \bar{P}) = 0$ для сх. 10 в табл. IX.1 соответствует системе сх. 1 при $|\bar{\varepsilon}| > 1$ (например, комбинированному золотнику с $x_0 = 10 \div 20$ мкм копировальных устройств металлорежущих станков, обеспечивающему высокую точность и жесткость характеристики). В этом случае при $|\bar{\varepsilon}| \leqslant 1$ золотник работает по сх. 1, а при $|\bar{\varepsilon}| > 1$ — по сх. 10.

Используя функцию расхода $\Phi(\bar{\varepsilon}, \bar{v}, \bar{P})$, можно получить частные производные $\frac{\partial \bar{v}}{\partial \bar{\varepsilon}}$ и $\frac{\partial \bar{v}}{\partial \bar{P}}$, а значит, и коэффициенты уравнения (IX.15):

$$k_v=\frac{\partial \bar{v}}{\partial \varepsilon}=k_v^*\frac{\partial \bar{v}}{\partial \bar{\varepsilon}},\quad k_{\Delta p}=\frac{\partial v}{\partial\,\Delta p}=k_v^*\frac{x_0}{ip_0}\frac{\partial \bar{v}}{\partial \bar{P}}. \qquad \text{(IX.22)}$$

Эффект сжимаемости жидкости и полные утечки в системе (раздельный учет утечек и перетечек необходим при рассмотрении асимметричного гидропривода [3, 6]) учитываются двумя дополнительными членами [3]:

$$k_v\delta\varepsilon=\delta v-k_{\Delta p}\delta\Delta p+L_{\text{ут}}\delta\Delta p+\frac{V}{4F\varkappa}\delta\Delta\dot{p},$$

где V — полный объем жидкости в магистралях;
$L_{\text{ут}}$ — полные утечки;
$\varkappa$ — приведенное (к бесконечно жестким стенкам) значение изотермического модуля объемной упругости жидкости [6].

Обозначая $L_{\text{ут}} - k_{\Delta P} = \tau_{\text{д}}$ и $\frac{V}{4F\varkappa} = \vartheta_{\text{д}}$ (где $\tau_{\text{д}}$ — статическая податливость дроссельного гидропривода, $\vartheta_{\text{д}}$ — динамическая податли-

вость), можно переписать линеаризованное уравнение расхода в форме, принятой для гидропривода объемного управления и регулярных преобразователей энергии:

$$k_v \delta\varepsilon = \delta v - \Pi_д (D)\, \delta\Delta p, \qquad \text{(IX.23)}$$

где оператор потерь

$$\Pi_д (D) = \tau_д (1 + T_п D), \quad D \equiv \frac{d}{dt}, \qquad \text{(IX.24)}$$

причем постоянная времени внутренних свойств $T_п = \frac{\vartheta_д}{\tau_д}$, вообще говоря, переменна как $\tau_д$ и k_v.

Точный расчет динамических процессов возможен на ЭВМ при помощи уравнений (IX.23) и (IX.24), а расчет малых колебаний при асимметричных сигналах $\bar{\varepsilon}$, если $\Delta p \gg \Delta p_{тр}$, осуществляется совместным решением уравнений (IX.23) и

$$F\Delta \rho = H (D)\, \dot{y} + P_в, \qquad \text{(IX.25)}$$

где $H (D) = h_д (1 + T_н D)$ — оператор нагрузки ($h_д$ — коэффициент пропорциональности);

$T_н = \frac{m}{h_д}$ — постоянная времени нагрузки (члены $| P_{тр} | \operatorname{sing} \dot{y}$ и cy в выражении (IX.25) опущены).

Если возмущающее воздействие $P_в = \mathrm{const}$, передаточная функция системы

$$W (s) = \frac{\delta y (s)}{\delta\varepsilon (s)} = \frac{k_v}{(1 + \tau_д h_д)(1 + 2\zeta T_д s + T_д^2 s^2)\, s}, \qquad \text{(IX.26)}$$

где

$$T_д^2 = \frac{m\vartheta_д}{1 + \tau_д h_д};$$

$$\zeta = \frac{1}{2} T_д (T_н^{-1} + T_в^{-1}).$$

До тех пор, пока $\tau_д h_д \leqslant 1$, постоянная времени $T_д = \mathrm{const}$, а ζ и, особенно, коэффициент усиления k_v меняются в широких пределах для всех систем дроссельного управления.

Влияние $P_{тр}$ изучено недостаточно. Однако можно отметить, что при симметричном гармоническом изменении $\delta\varepsilon$ и при $\Delta p < \Delta p_{тр}$ обязательно $\dot{y} \equiv 0$. При $1 < \left| \frac{\Delta p}{\Delta p_{тр}} \right|_{\max} < 2$ движение происходит с периодическими неравновесными остановами [3], а при $\left| \frac{\Delta p}{\Delta p_{тр}} \right|_{\max} > 2$ движение становится непрерывным (полигармоническим).

7. ДИНАМИКА ГИДРОПРИВОДА С ЧЕТЫРЕХЩЕЛЕВЫМ ЗОЛОТНИКОМ

Работа исполнительного устройства рассматривается в предположении отсутствия утечек в гидродвигателе и магистралях, а жидкость считается несжимаемой.

Подставляя выражение Δp из уравнения (IX.19) в (IX.1) и учитывая, что $\operatorname{sign} \dot{y} = \operatorname{sign} x$, получим

$$\dot{y} = K_x \sqrt{1 - \frac{| P_{тр} |}{p_0 F} - \frac{1}{p_0 F} (m\ddot{y} + h_д \dot{y} + cy + P_в) \operatorname{sign} x}\; x. \qquad \text{(IX.27)}$$

Анализ последнего выражения целесообразно проводить на ЦВМ или аналоговой вычислительной машине.

При использовании отрицательной обратной связи динамическая характеристика описывается последним уравнением совместно с условием

$$x = x_y - k_0 x, \qquad (\text{IX}.28)$$

где x_y — управляющий сигнал, а k_0 — коэффициент обратной связи.

В этом случае

$$\dot{y} + k_x k_0 \bar{G} x = k_x \bar{G} x_y. \qquad (\text{IX}.29)$$

Исследование проводится аналитически в случаях, когда одна из действующих сил становится существенно доминирующей (т. е. влияние остальных сил пренебрежимо мало). Так, при $m\ddot{y} + h_д\dot{y} + cy + P_в \ll P_{тр}$ можно принять $G \approx \sqrt{1 - \frac{P_{тр}}{P_0 F}\operatorname{sign}\dot{y}}$, и тогда собственные движения в безразмерных координатах описываются уравнением

$$\bar{v} + \sqrt{1 - \bar{P}_{тр}\operatorname{sign}\bar{v}}\;\bar{\varepsilon} = 0, \qquad (\text{IX}.30)$$

где $\bar{\varepsilon} = \frac{x}{x_{max}}$, $\bar{P}_{тр} = \frac{P_{тр}}{P_0 F}$, $\bar{v} = \frac{v}{k_x k_0 x_{max}}$, а фазовый портрет системы (рис. IX.15) свидетельствует об ее устойчивости.

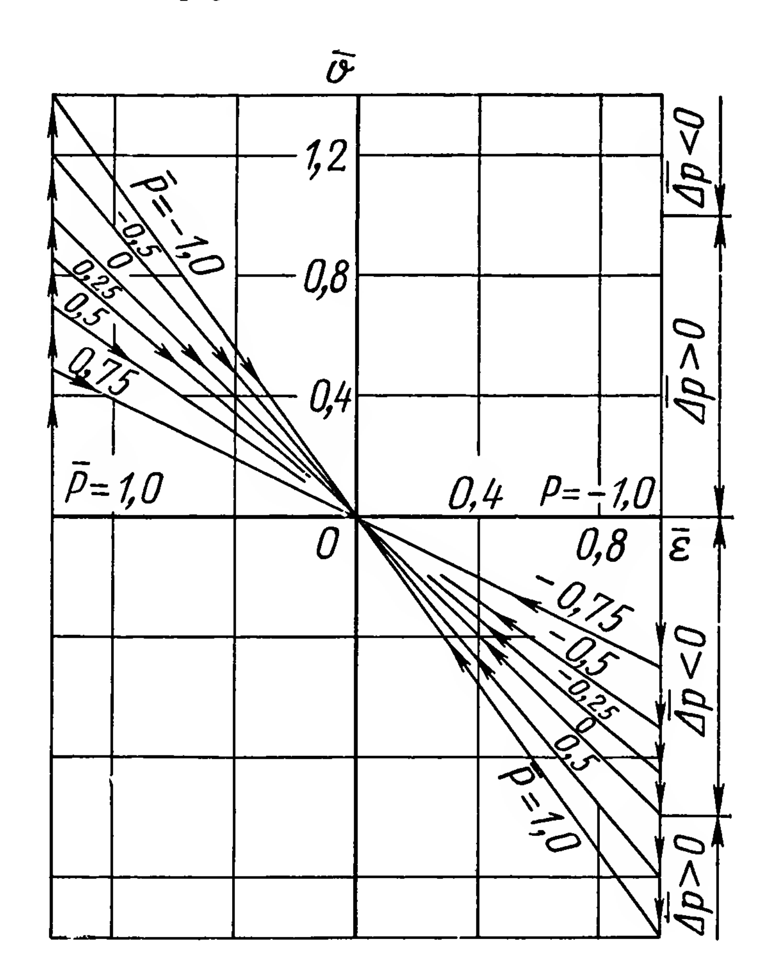


Рис. IX.15. Фазовый портрет системы при доминирующем влиянии силы $P_{тр}$

Действие $P_{тр}$ проявляется в изменении коэффициента усиления (при преодолении силы $P_{тр}$ коэффициент усиления уменьшается и увеличивается при совпадении направлений действия нагрузки и перемещения). Так, при $P_{тр} = 0{,}5$ коэффициент усиления изменяется в 1,73 раза.

При $cy \gg m\ddot{y} + h_д\dot{y} + p_в + |P_{тр}|$ $\bar{G} \approx \sqrt{1 - \frac{cy}{P_0}\operatorname{sign} x}$ и уравнение собственных движений в безразмерных координатах

$$\bar{v} + \sqrt{1 - \bar{c}\bar{\varepsilon}\operatorname{sign}\bar{v}}\;\bar{\varepsilon} = 0, \qquad (\text{IX}.31)$$

где $\bar{c} = \frac{c x_{max}}{P_0 F}$.

Действие c (см. рис. IX.16) проявляется в изменении коэффициента усиления, зависящего от значений $\bar{c}$ и $\bar{\varepsilon}$, причем рассматриваемая система устойчива при любом значении $\bar{c}$.

При $m\ddot{y} \gg h_д\dot{y} + cy + P_в + |P_{тр}|$ $\bar{G} \approx \sqrt{1 - \frac{m}{P_0 F}\ddot{y}\operatorname{sign} x}$, и уравнение собственных движений в безразмерных координатах

$$\bar{v} + \sqrt{1 - \bar{K}_m \frac{d\bar{v}}{d\bar{\varepsilon}}\bar{v}\operatorname{sign}\bar{v}}\;\bar{\varepsilon} = 0, \qquad (\text{IX}.32)$$

где $\bar{K}_m = \frac{m}{P_0 F} k_x k_0 v_{max}$.

Фазовый портрет системы (рис. IX.17) строится методом изоклин по фиксированным значениям $\bar{K}_m \frac{d\bar{v}}{d\bar{\varepsilon}} = \text{const}$ (например, 0,5 и 1,0).

При начальных условиях $\bar{v} = 0$, $\bar{\varepsilon} = -1$ и $\bar{K}_m = 1$ наибольшая скорость $\bar{v}_{\max} = 0{,}64$ при $\bar{\varepsilon} = -0{,}64$.

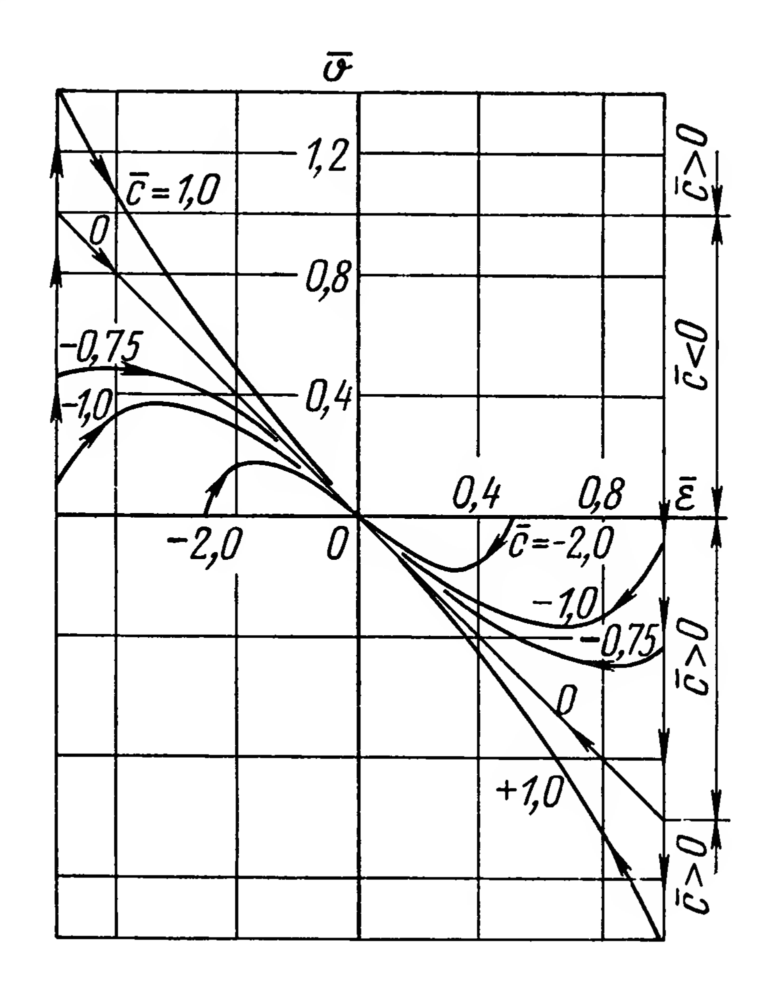


Рис. IX.16. Фазовый портрет системы при доминирующем влиянии позиционной нагрузки

Рис. IX.17. Фазовый портрет системы при доминирующем влиянии инерционной нагрузки

Несмотря на то, что фазовый портрет свидетельствует об устойчивости движения при любых значениях $\bar{K}_m$ и $\frac{d\bar{v}}{d\bar{\varepsilon}}$, известны случаи потери устойчивости системы с большой инерционной нагрузкой, что свидетельствует о недостаточном соответствии рассматриваемой математической модели реальной системы.

8. РАСЧЕТ ДРОССЕЛЬНОГО ГИДРОПРИВОДА НА АНАЛОГОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МАШИНАХ

Использование машинных методов исследования с помощью аналоговых, цифровых и аналого-цифровых вычислительных машин [5], [14] позволяет существенно увеличить объем расчетов при решении задач анализа и проектирования гидроприводов. Современный дроссельный гидропривод представляет собой сложную многокаскадную динамическую систему с большим числом прямых и обратных связей непосредственно между каскадами и связей через общий источник питания. Каскады описываются нелинейными дифференциальными уравнениями с аналитическими и неаналитическими нелинейностями. Существование неголономной связи между основным входным сигналом x дроссельного гидропривода и скоростью v гидродвигателя приводит к необходимости при исследовании динамических процессов осуществлять одновремен-

ный контроль перепада давлений Δp в полостях гидродвигателя с учетом действия возмущающих усилий нагрузки $P_в$. Последнее вынуждает рассматривать дроссельный гидропривод как двухканальную систему [10].

Аналоговые вычислительные машины (АВМ) оказываются наиболее эффективными на начальных этапах проектирования дроссельного гидропривода, когда необходимо исследование значительного числа вариантов при невысоких требованиях по точности (1—5%), АВМ обеспечивают при сравнительно высокой скорости вычисления простоту процессов подготовки задачи, а также необходимую гибкость при варьировании параметров и структуры математической модели.

Процесс моделирования начинается с математического описания дроссельного гидропривода системой дифференциальных уравнений и составления его структурной схемы. При наличии в составе исследуемого гидропривода элементов с распределенными параметрами, описываемых дифференциальными уравнениями в частных производных, используют аппарат интегрального преобразования Лапласа при точном решении или приближенные методы моделирования с помощью цепочек последовательно включенных четырехполюсников с сосредоточенными параметрами.

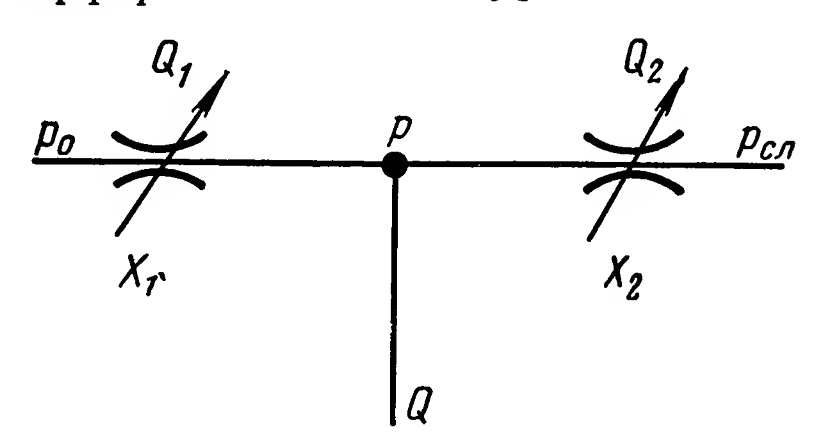


Рис. IX.18. Элементарная гидравлическая цепь: x_1, x_2 — входные механические перемещения подвижных элементов гидравлических дросселей; p — давление в междроссельной камере; Q — расход в магистрали нагрузки; p_0, $p_{сл}$ — давления нагнетания и слива соответственно: Q_1, Q_2 — расходы через первый и второй дроссели соответственно

Математическое описание работы дроссельного гидропривода составляется из уравнений трех типов: уравнений сил согласно принципу Даламбера; уравнений расходов в соответствии с условием неразрывности потока рабочей жидкости в любой точке гидросистемы; уравнений течения рабочей жидкости в гидравлических местных сопротивлениях, дросселях и золотниковых парах. Наиболее специфическим является последний тип уравнений и соответствующие этим уравнениям структурные схемы.

Составление нелинейных и линеаризованных структурных схем дроссельного гидропривода целесообразно проводить из типовых элементарных звеньев непосредственно по его принципиальной схеме, сводя к минимуму промежуточные математические выкладки. Любой из наиболее широко применяемых в следящих системах четырехщелевых и двухщелевых золотниковых гидроусилителей содержит элементарную разветвленную магистраль, включающую два гидравлических дросселя (рис. IX.18).

Из уравнений местных гидравлических потерь в рассматриваемых дросселях определяют объемные расходы рабочей жидкости:

$$\left.\begin{aligned} Q_1 &= a_1 x_1 (p_0 - p)^{z_1}; \\ Q_2 &= a_2 x_2 (p - p_{сл})^{z_2}, \end{aligned}\right\} \qquad (IX.33)$$

где a_1, a_2 — коэффициенты пропорциональности; z_1, z_2 — показатели степени, определяемые характером истечения рабочей жидкости через дроссель и изменяющиеся в пределах от 1,0 до 0,5.

Существующие зависимости $z_1 = z_1(a_1x_1)$ и $z_2 = z_2(a_2x_2)$ определяются экспериментально в виде универсальных характеристик дроссельных щелей. Диапазоны значений открытий дроссельных щелей $0 \leqslant x_1 \leqslant x_{1л}$ и $0 \leqslant x_2 \leqslant x_{2л}$, при которых наблюдается ламинарное течение рабочей жидкости через щели, соответствуют значениям показателей степени $z_1 = 1{,}0$ и $z_2 = 1{,}0$. Величины $x_{1л}$ и $x_{2л}$ являются предельными значениями открытий дроссельных щелей, при которых еще наблюдаются линейные зависимости между расходами и перепадами давлений на дросселях. Дальнейшее увеличение открытий x_1 и x_2 приводит к постепенной турбулизации потоков рабочей жидкости и к уменьшению величин показателей степени z_1 и z_2 с 1,0 до 0,5. Наличием некоторой переходной области постепенного изменения при предварительных расчетах дроссельных приводов можно пренебрегать, считая, что в диапазонах $x_{1л} < x_1 \leqslant x_{1max}$ и $x_{2л} < x_2 \leqslant x_{2max}$ значения показателей степеней $z_1 = 0{,}5$ и $z_2 = 0{,}5$. При превышении максимальных значений x_{1max} и x_{2max} соответствующие расходы не увеличиваются, т. е. дроссели становятся неуправляемыми.

В нелинейных структурных схемах моделей дроссельных гидроусилителей встречаются четыре вида аналитических нелинейностей: перемножение двух переменных $\gamma = \alpha\beta$; извлечение квадратного корня $\gamma = \sqrt{\alpha}$; возведение в квадрат $\gamma = \alpha^2$; деление одной переменной на другую $\gamma = \alpha/\beta$. При анализе уравнений дроссельного гидропривода по мере необходимости осуществляется линеаризация аналитических нелинейностей разложением в ряд Тейлора [3]. В табл. IX.3 приведены графические изображения перечисленных нелинейностей и их линеа-

Таблица IX.3

Вид нелинейности	Графическое обозначение	Линеаризованная структурная схема	Обозначение решающего блока АВМ
$\gamma = \alpha\beta$	α, β → ⊠ → γ	$\delta\alpha$ → $[\beta^*]$ → ⊕ → $\delta\gamma$; $\delta\beta$ → $[\alpha^*]$ → ⊕	α, β → ⊠ ▷ → γ
$\gamma = \sqrt{\alpha}$	α → $[\sqrt{\ }]$ → γ	$\delta\alpha$ → $\left[\frac{1}{2\sqrt{\alpha^*}}\right]$ → $\delta\gamma$	α → $[\sqrt{\ }]$ ▷ → γ
$\gamma = \alpha^2$	α → ⊠ → γ	$\delta\alpha$ → $[2\alpha^*]$ → $\delta\gamma$	α → ⊠ ▷ → γ
$\gamma = \frac{\alpha}{\beta}$	α, β → □ → γ	$\delta\alpha$ → $\left[\frac{1}{\beta^*}\right]$ → ⊖ → $\delta\gamma$; $\delta\beta$ → $\left[\frac{\alpha^*}{(\beta^*)^2}\right]$ → ⊖	α, β → □ ▷ → γ

ризованные структурные схемы для малых приращений переменных $\delta\alpha$, $\delta\beta$, $\delta\gamma$ относительно фиксированных значений α^* и β^*. В таблице даны обозначения электронных решающих блоков АВМ, моделирующих соответствующие нелинейности. Используя табл. IX.3, можно по нелинейным уравнениям составить нелинейную структурную схему гидроусилителя, а при линеаризации, избежав промежуточных выкладок, непосредственно перейти к линеаризованной схеме.

Для рассмотренной гидравлической цепи (рис. IX.8) уравнение расхода в магистрали нагрузки с учетом выражения (IX.33) имеет вид:

$$Q = a_1 x_1 (p_0 - p)^{z_1} - a_2 x_2 (p - p_{\text{сл}})^{z_2}.$$

В зависимости от возможных сочетаний величин входных перемещений x_1 и x_2 подвижных элементов дросселей можно получить несколько вариантов нелинейных структурных схем, объединенных в табл. IX.4.

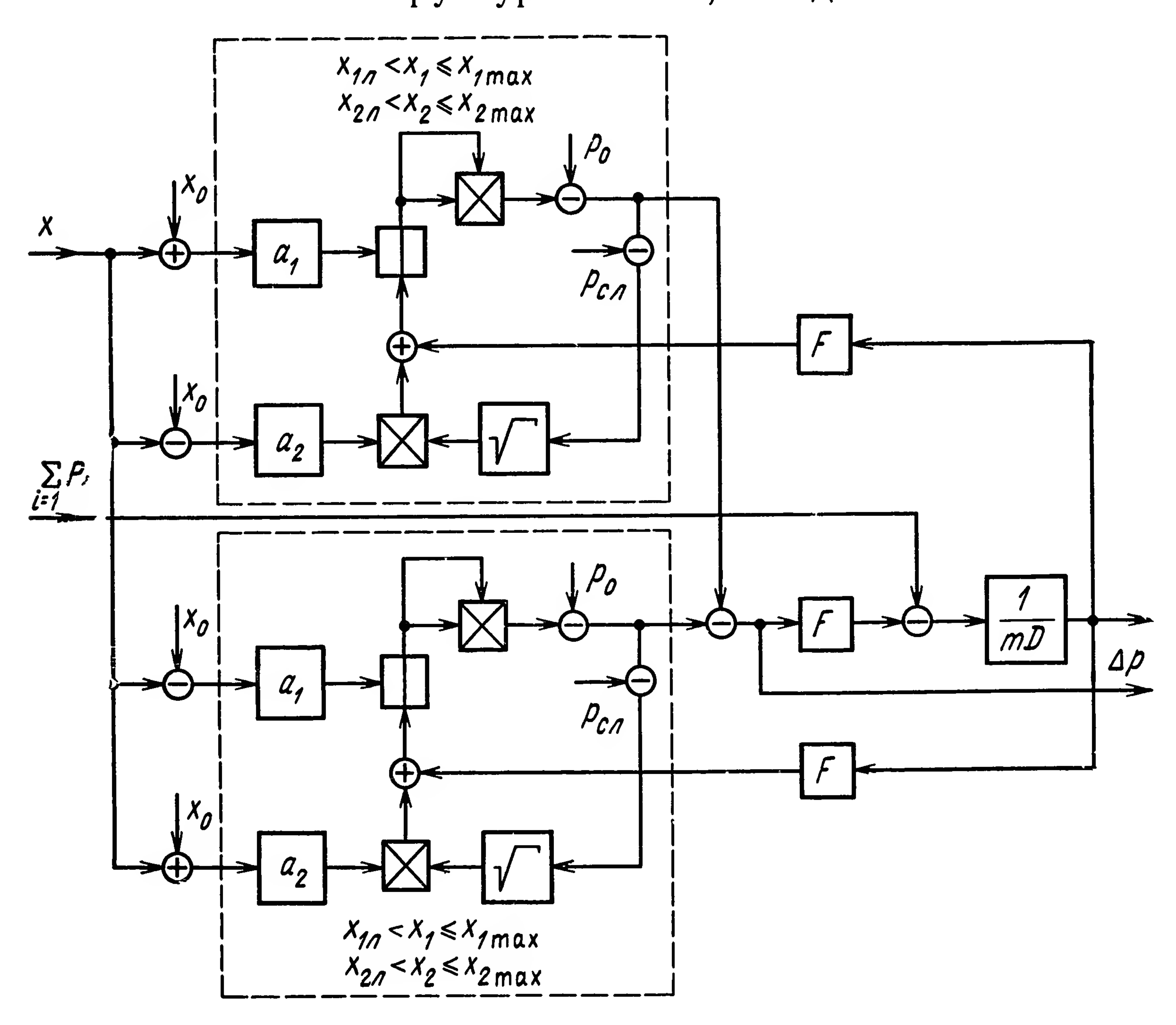


Рис. IX.19. Нелинейное структурное представление гидропривода дроссельного управления

Для облегчения задачи объединения рассмотренных схем со структурными схемами гидродвигателей, в которых на основании уравнения нагрузки исследуется только координата перепада давлений Δp без детализации величин давлений в полостях, в качестве выходной регулируемой координаты следует использовать давление в междроссельной камере p.

Использование элементарных звеньев или схем табл. IX.4 показано на рис. IX.19, где дана детализированная нелинейная схема дроссель-

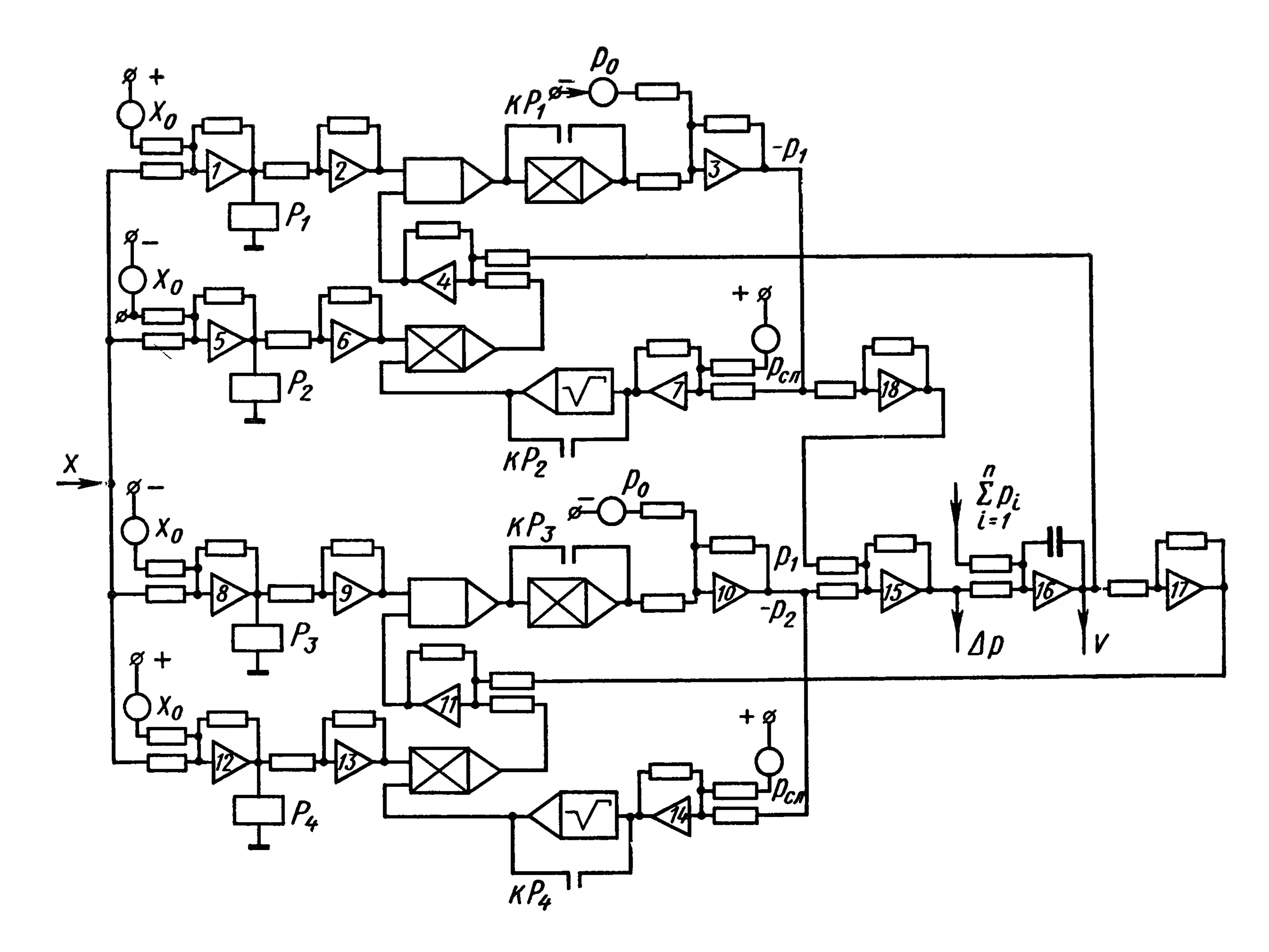


Рис. IX.20. Схема набора гидравлического привода с дроссельным управлением

ного гидропривода с четырехщелевым золотником с отрицательным перекрытием, для которого $x_1 = x_0 + x$; $x_2 = x_0 - x$. Здесь x_0 — нулевое (нейтральное) положение подвижного элемента дросселя; x — отклонение от нулевого положения. Для различных видов дроссельных гидроусилителей могут встретиться различные случаи изменения x_1 и x_2, например, $x_1 = x_0 + x$, $x_2 = \text{const}$; $x_1 = \text{const}$, $x_2 = x_0 - x$; и т. д. На рис. IX.19 гидроусилители подключены к силовому гидроцилиндру, уравнение сил на штоке которого

$$\Delta pF = mDv + \sum_{i=1}^{n} P_i, \qquad \text{(IX.34)}$$

где $D = \frac{d}{dt}$ — оператор дифференцирования;

m — приведенная к штоку масса нагрузки;

$\sum_{i=1}^{n} P_i$ — сумма усилий на штоке за исключением динамической составляющей нагрузки;

Δp — перепад давлений в полостях гидродвигателя;

F — площадь поршня;

v — скорость перемещения поршня гидродвигателя.

Рассматриваемый дроссельный гидропривод имеет переменные:

две входные x и $\sum_{i=1}^{n} P_i$ и две выходные v и Δp. Кроме того, при идеальном источнике питания можно считать $p_0 = \text{const}$ и $p_{сл} = \text{const}$. В случае необходимости при изменении p_0 и $p_{сл}$, рассматривая их тоже в качестве входных переменных, можно учитывать влияние источника питания на динамические свойства гидропривода.

Непосредственно по нелинейной структурной схеме на рис. IX.19 составляется нелинейная схема набора на рис. IX.20 для исследования динамических свойств гидропривода на АВМ. Для нелинейных звеньев (блоков) использованы обозначения табл. IX.3. Для облегчения чтения схемы для машинных переменных сохранены обозначения

Таблица IX.4

Величина входного перемещения	Уравнение расхода	Нелинейная структурная схема
$x_1 > x_{1л};\ x_2 > x_{2л}$	$Q = a_1 x_1 \sqrt{p_0 - p} - a_2 x_2 \sqrt{p - p_{сл}}$	
$x_1 > x_{1л};\ x_2 \leqslant x_{2л}$	$Q = a_1 x_1 \sqrt{p_0 - p} - a_2 x_2 (p - p_{сл})$	
$x_1 \leqslant x_{1л};\ x_2 > x_{2л}$	$Q = a_1 x_1 (p_0 - p) - a_2 x_2 \sqrt{p - p_{сл}}$	
$x_1 \leqslant x_{1л};\ x_2 \leqslant x_{2л}$	$Q = a_1 x_1 (p_0 - p) - a_2 x_2 (p - p_{сл})$	

x, $\sum_{i=1}^{n} P_i$, v, Δp (рис. IX.19). С помощью делителей задаются постоянные значения x_0, p_0 и $p_{сл}$. Особенностью схемы является наличие реле P_1—P_4, контакты kP_1 — kP_4 которых замыкаются, исключая из схемы нелинейные блоки «возведение в квадрат» и «извлечение квадратного корня» при выполнении неравенства $0 \leqslant |x_0 - x| \leqslant x_л$, где $x_л$ соответствует $x_{1л}$ и $x_{2л}$ в табл. IX.4. Благодаря включению пороговых реле становится возможным изменение структуры нелинейной схемы набора, учитывающее переменный характер истечения рабочей жидкости через дросселирующие щели в соответствии с табл. IX.4.

Ограниченные возможности малых вычислительных машин вынуждают прибегать к упрощенным приемам исследования динамики дроссельных приводов без детализации величин давлений p_1 и p_2 в полостях гидродвигателя и в междроссельных камерах элементарных гидравлических цепей (рис. IX.18). Во многих случаях при выполнении неравенств $x_{1л} \leqslant x_{1max}$ и $x_{2л} \leqslant x_{2max}$ для всего диапазона изменения $0 \leqslant x_1 \leqslant x_{1max}$ и $0 \leqslant x_2 \leqslant x_{2max}$ считают $z_1 = 0{,}5$ и $z_2 = 0{,}5$. При условиях $p_{сл} = 0$ $|\Delta p| \leqslant p_0$ уравнение расхода через дроссельные щели золотникового гидроусилителя с нулевым перекрытием ($x_0 = 0$) записывают следующим образом [3]:

$$Q = ax\sqrt{p_0 - \Delta p \operatorname{sign} x}. \qquad \text{(IX.35)}$$

Кроме того, с учетом конечного значения приведенного коэффициента жесткости $c_{пр}$ дроссельного гидропривода выполняется равенство [3]

$$Q = F\left(\frac{m}{c_{пр}}\ddot{v} + \frac{f}{c_{пр}}\dot{v} + v\right). \qquad \text{(IX.36)}$$

Для простоты уравнение нагрузки запишем в виде (IX.34) с учетом вязкого трения

$$\Delta pF = mDv + fv + P_{вн}, \qquad \text{(IX.37)}$$

где f — коэффициент вязкого трения;
$P_{вн}$ — усилие нагрузки;
v — скорость.

Схема набора задачи на АВМ, выполненная по уравнениям (IX.35)—(IX.37), приведена на рис. IX.21. Обозначения машинных переменных на входе x и $P_{вн}$ и на выходе v и Δp приняты такими же, как и в уравнениях. Усилитель $У_2$ и диодная группа $Д_1$, $Д_2$ предназначены для реализации сигнала $\operatorname{sign} x$, который поступает на поляризованное реле $P_п$. С помощью делителя задается постоянное значение p_0.

Результаты моделирования усложненного варианта схемы (рис. IX.21), приведенные в работе [3], позволяют судить о характере влияния аналитических нелинейностей на динамику дроссельного гидропривода. Наличие существенного влияния аналитических нелинейностей при относительной амплитуде входного сигнала $\frac{x}{x_{max}} > 0{,}15$ вы-

зывает уменьшение колебательности привода (рис. IX.22). При анализе устойчивости наиболее важным является режим работы при малых отклонениях управляющего золотника от нейтрального положения, когда демпфирование дроссельного гидропривода минимально. При этом существенное значение имеет характер изменения течения рабочей жидкости через дросселирующие щели.

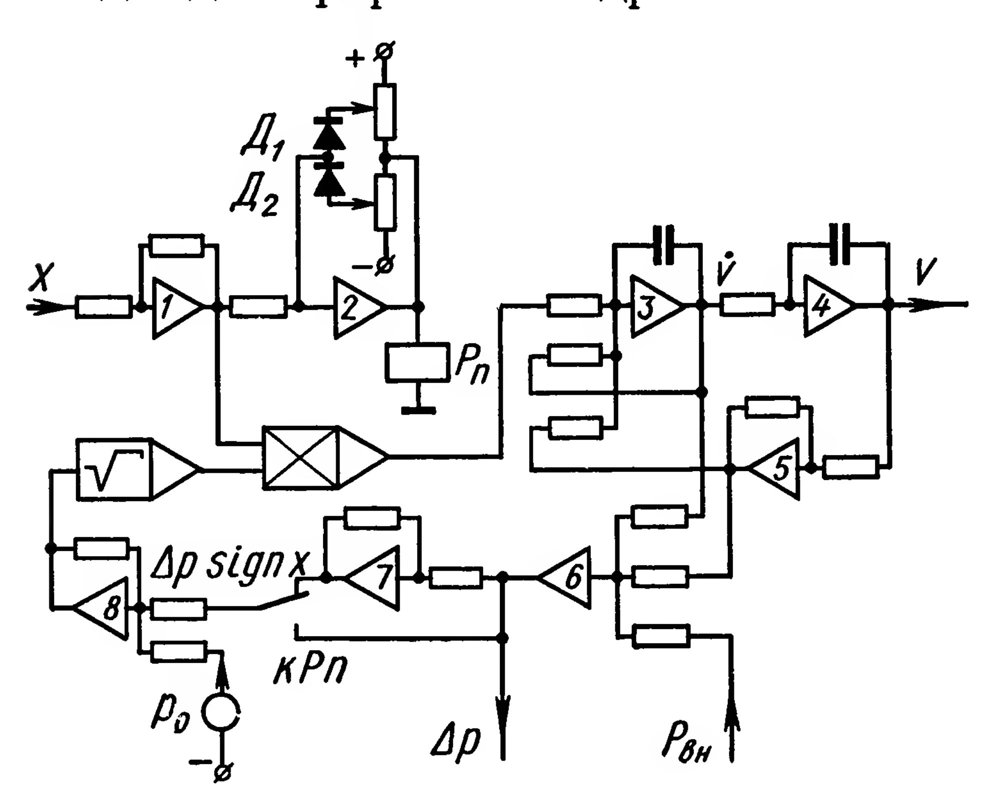


Рис. IX.21. Упрощенная схема набора привода с дроссельным управлением

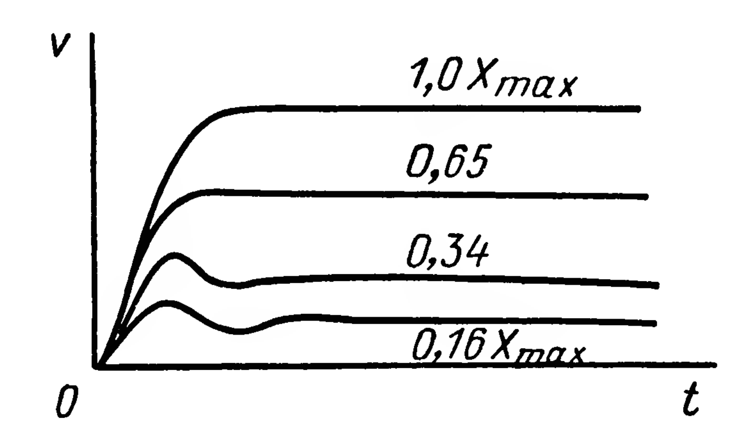


Рис. IX.22. Влияние амплитуды входного сигнала

Существенное влияние на устойчивость и динамические свойства дроссельных гидроприводов оказывают различные нелинейности элементов: кулоново трение, зоны нечувствительности, люфты, ограничения по давлению и расходу и т. п.

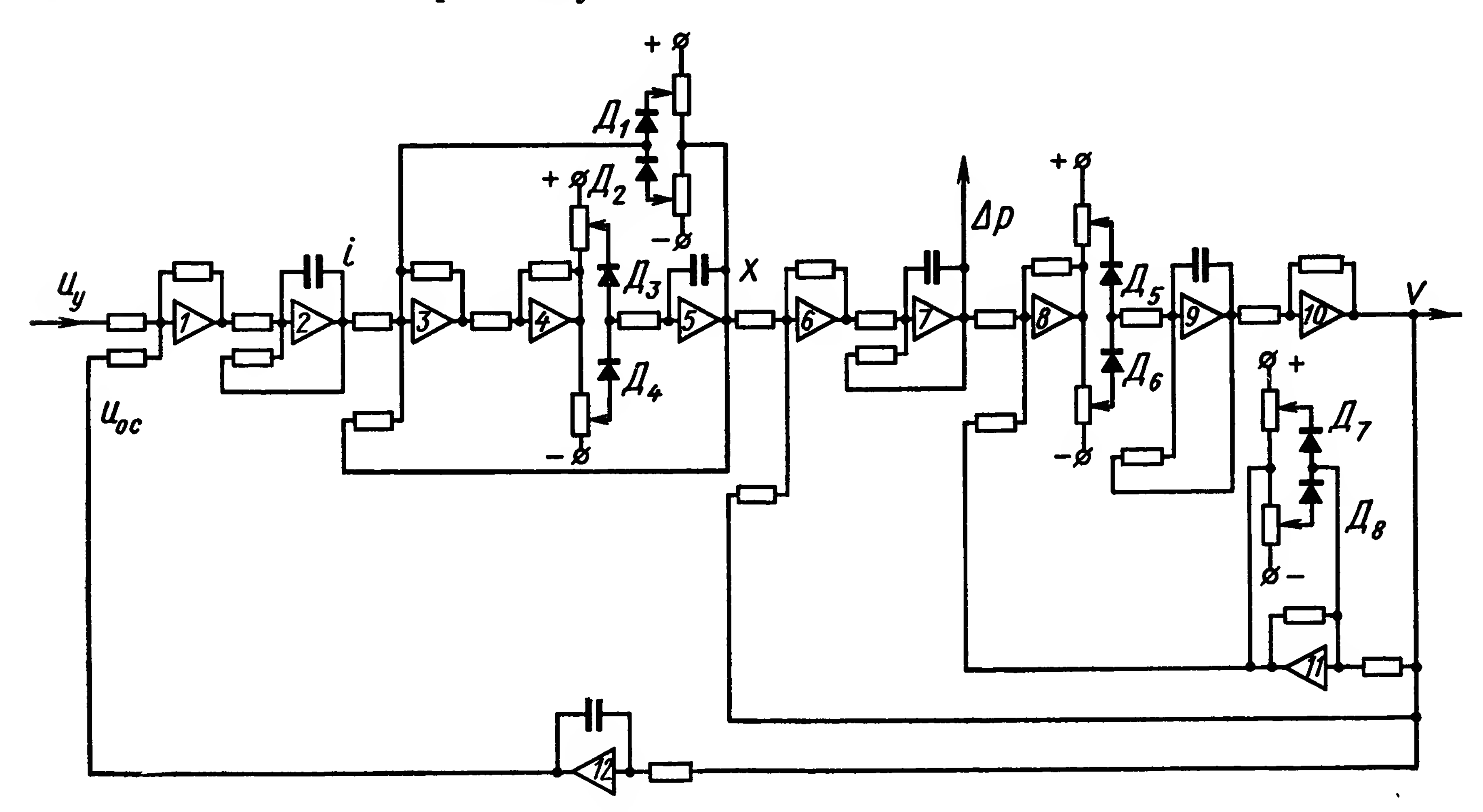


Рис. IX.23. Схема набора электрогидравлического привода

На рис. IX.23 приведена схема набора на АВМ дроссельного гидропривода, отслеживающего изменения управляющего напряжения $u_у$ на входе электронного усилителя с помощью электрической обратной связи. Сигнал ошибки с электронного усилителя поступает на вход электромеханического преобразователя, перемещающего золотник гид-

роусилителя. Однокаскадный золотниковый гидроусилитель и гидродвигатель образуют гидропривод.

Ток в цепи управляющей обмотки электромеханического преобразователя определяется уравнением

$$i = \frac{k_у}{LD + R}(u_у - u_{ос}), \qquad (IX.38)$$

где $k_у$ — коэффициент усиления электронного усилителя;

R; L — активное сопротивление и индуктивность управляющей обмотки соответственно;

$u_{ос}$ — напряжение с потенциометра обратной связи.

Перемещения золотника прямо пропорциональны току $x = k_{эмп}i$, где $k_{эмп}$ — коэффициент усиления электромеханического преобразователя. Для упрощения схемы набора используется линеаризованное уравнение расхода

$$Q = k_{Qh}x - k_{Qp}\Delta p, \qquad (IX.39)$$

где k_{Qk}; k_{Qp} — коэффициенты усиления по расходу и по давлению гидроусилителя соответственно.

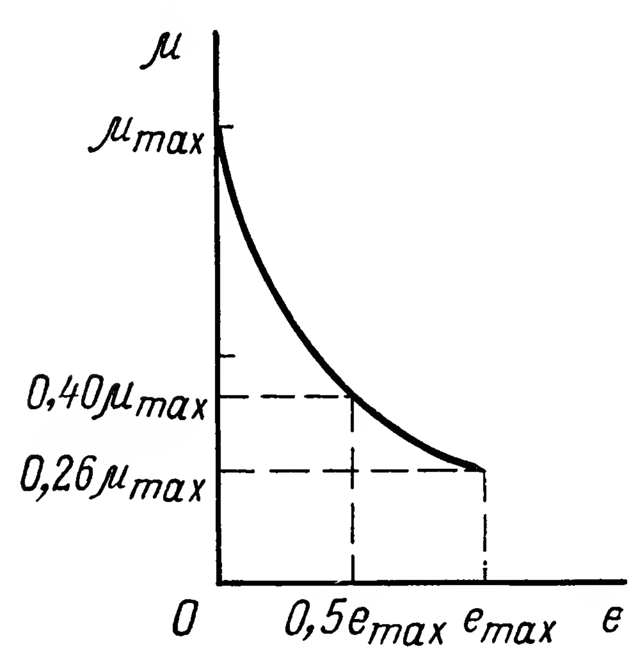


Рис. IX.24. Область устойчивости при изменении ширины петли гистерезиса

На рис. IX.23 показаны схемы набора следующих нелинейных характеристик: гистерезис (с учетом сухого трения в золотнике) — на диодной группе $Д_3$, $Д_4$ и усилителях *3*, *4*, *5*; насыщение по расходу — на диодной группе $Д_1$, $Д_2$; зона нечувствительности из-за сухого трения в гидродвигателе — на диодной группе $Д_5$, $Д_6$; падающая характеристика сухого трения — введением положительной обратной связи по скорости с ограничением на диодной группе $Д_7$, $Д_8$. Результаты моделирования показывают прежде всего существенное влияние ширины петли гистерезиса (в электромеханическом преобразователе с учетом сухого трения в золотнике) и падающей характеристики трения в гидродвигателе на величину области устойчивости дроссельного следящего гидропривода. В качестве примера на рис. IX.24 приведена зависимость полученных в процессе моделирования предельных значений добротности μ следящего гидропривода, при которых возникают автоколебания, от ширины петли гистерезиса e. При отсутствии гистерезиса ($e = 0$) гидропривод имеет максимальную величину области устойчивости, простирающуюся до $\mu_{max} = 220$ рад/с. Увеличение ширины петли гистерезиса до $e_{max} = 2$ мА (определяется из экспериментальных статических характеристик электромеханического преобразователя с золотником) область устойчивости существенно уменьшается до $0{,}26\ \mu_{max}$. Аналогично влияет увеличение крутизны падения характеристики сухого трения за счет увеличения в схеме набора на рис. IX.23 коэффициента положительной обратной связи на усилителе 11.

Использование АВМ целесообразно при выборе параметров дроссельного гидропривода для получения заданных временных характеристик переходных процессов, которые не поддаются определению непосредственно по частотным характеристикам привода, особенно при наличии нелинейностей [7]. Аналитическое решение подобной задачи потребовало бы построения большого числа переходных процессов при различных сочетаниях подбираемых параметров гидропривода.

Исследуем электрогидравлический дроссельный привод унифицированной схемы: электронный усилитель, электромеханический преобразователь, двухкаскадный гидроусилитель с первым каскадом типа

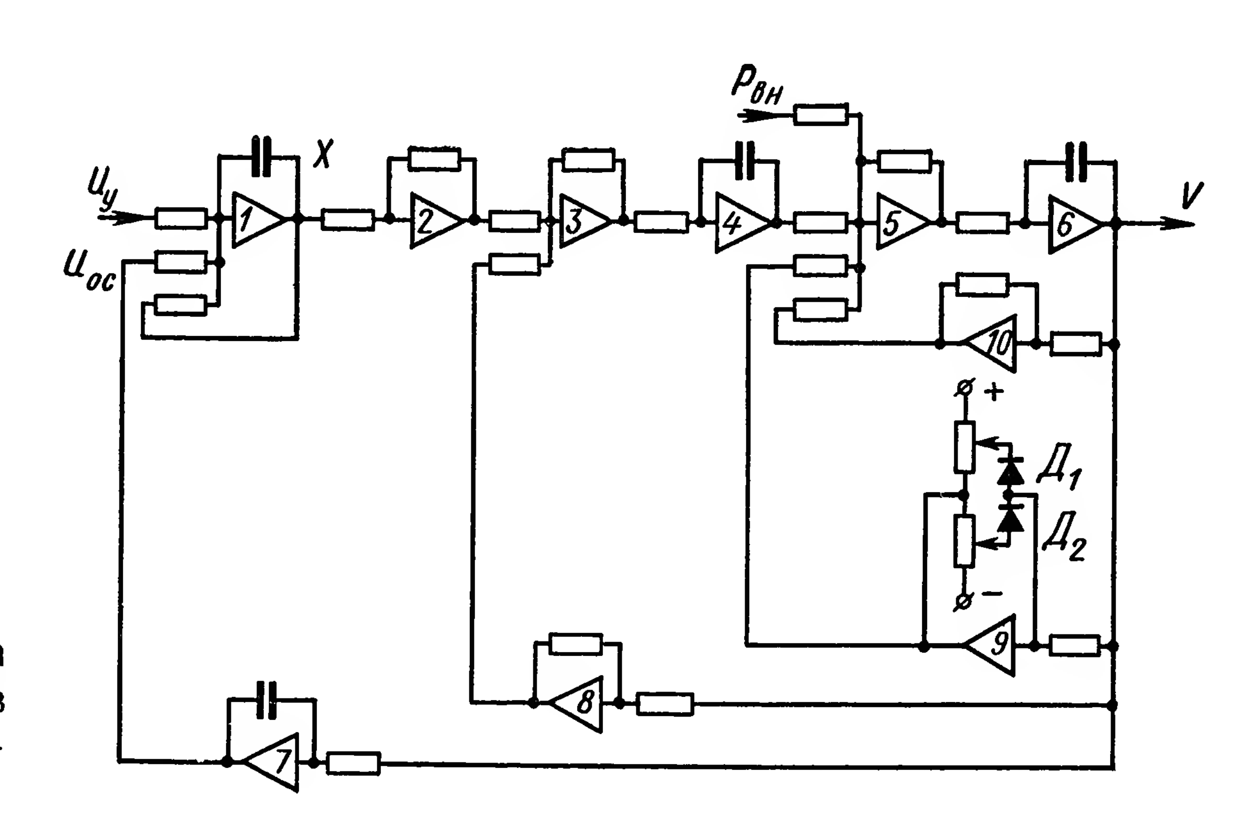


Рис. IX.25. Схема набора для выбора параметров гидропривода дроссельного управления

сопло — заслонка и со вторым — типа «идеальный» золотник с нулевым перекрытием, силовой гидроцилиндр. Гидропривод имеет обратную связь по положению штока гидроцилиндра, реализуемую с помощью потенциометра обратной связи.

Принципиальная схема набора задачи на АВМ представлена на рис. IX.25.

Связь между перемещением золотника x и сигналом ошибки определяется уравнением

$$x = \frac{k}{TD+1}(u_у - u_{oc}),$$

где k, T — коэффициент усиления и постоянная времени электрогидравлического усилителя соответственно.

Уравнение расхода в линеаризованном виде аналогично выражению (IX.33). Диодная группа $Д_1$, $Д_2$ и усилитель *9* предназначены для моделирования сухого трения. Кроме сухого трения $|R_{тр}|\,\mathrm{sign}\, v$ имеются усилия, записанные в уравнении (IX.37). Изменяемыми параметрами являются величина добротности μ следящего дроссельного гидропривода и значение коэффициента вязкого трения f. Моделирование показало, что при отслеживании входных воздействий вида $u_у(t) = u_{у0}[1 - (18t^2 + 6t + 1)\,e^{-6t}]$ заданный критерий качества удовлетворяется при $\mu \geqslant \mu_{min}$ для всего диапазона изменения f [7].

ЛИТЕРАТУРА

1. **Гамынин Н. С.** Гидравлический привод систем управления. М., «Машиностроение», 1972, 376 с.

2. **Гамынин Н. С., Каминер Я. А., Коробочкин Б. Л.** и др. Гидравлический привод. Под ред. В А. Лещенко. М., «Машиностроение», 1968, 564 с.

3. **Динамика** гидропривода. Под ред. В. Н. Прокофьева. М., «Машиностроение», 1972, 288 с.

4. **Захаров Ю. Е., Прокофьев В. Н.** Устойчивость гидропередач. — «Вестник машиностроения», 1969, № 7, с. 7—13.

5. **Лобачев В. И., Нечаев Л. Д.** Некоторые вопросы проектирования гидравлических приводов копирующих манипуляторов. — Сб. «Теория и устройство манипуляторов». М., «Наука», 1973, с. 51—56.

6. **Прокофьев В. Н.** Влияние деформации жидкости на динамическую характеристику гидропривода. — «Вестник машиностроения», 1970, № 6, с. 21—28.

7. **Прокофьев В. Н., Данилов Ю. А., Кондаков Л. А.** и др. Аксиально-поршневой регулируемый гидропривод. М., «Машиностроение», 1969, 496 с.

8. **Прокофьев В. Н., Нейман В. Г.** Решение задачи динамики автоматической гидрообъемной трансмиссии при помощи метода линейных графов. «Известия вузов. Машиностроение», 1966, № 11, с. 65—72.

9. **Тумаркин М. Б.** Синтез методов и характеристики систем управления гидравлическими исполнительными механизмами. — «Механизация и автоматизация производства», 1962, № 2.

10. **Хохлов В. А., Прокофьев В. Н., Борисова Н. А.** и др. Электрогидравлические следящие системы. Под ред. В. А. Хохлова. М., «Машиностроение», 1971, 432 с.

ГЛАВА X

ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА С ОБЪЕМНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Гидравлические исполнительные устройства с объемным управлением состоят из насоса и гидродвигателя, один из которых или оба являются регулируемыми, т. е. обеспечивающими изменение объема жидкости, проходящей через машину за один оборот ее ротора. Такие исполнительные устройства или приводы называются системами гидромашинного регулирования.

Устройства с объемным управлением чаще всего используются с регулируемым насосом (регулятором мощности) и нерегулируемым гидродвигателем. При этом обеспечивается линейная зависимость угловой скорости выходного вала (или момента на валу) от управляющего сигнала, если приводной двигатель обладает необходимой мощностью. При увеличении компонент вектора входа следует учитывать влияние ограничителя момента — предохранительных клапанов.

Управление системами гидромашинного регулирования осуществляется устройствами, постоянные времени которых часто оказываются доминирующими в синтезируемой системе регулирования. Поэтому точный анализ динамических свойств системы требует оценки взаимовлияния гидравлического исполнительного устройства с объемным управлением, приводного двигателя устройства управления.

При работе на малых сигналах управления, соответствующих нижнему пределу диапазона регулирования, существенное влияние на динамику привода оказывают такие нелинейности, как контактное давление, падающая характеристика сухого трения, влияние системы компенсации утечек и нестационарности процессов деформации жидкости, дискретность подачи в гидромашинах и т. п. Динамические характеристики и в этом случае перестают быть линейными, причем расчет влияния подобного рода нелинейностей находится в настоящее время в процессе своего становления.

Гидравлические исполнительные устройства (приводы и сервомеханизмы) с дроссельным управлением широко используются в силовых системах автоматического управления малой и средней мощности. Они обладают значительным быстродействием, малой относительной массой на единицу выходной мощности, небольшими размерами, высокой надежностью.

Гидравлический привод с дроссельным управлением состоит из устройства питания (насоса постоянного давления или постоянного расхода), распределителя мощности (обычно используется золотник или распределитель типа сопло-заслонка) и нерегулируемого исполнительного двигателя. В последнее время большое распространение получили насосы, подача которых регулируется по давлению. Это позволяет уменьшить потери жидкости и в значительной степени стабилизировать ее температуру, а следовательно, стабилизировать статические и динамические характеристики привода.

1. УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ГИДРАВЛИЧЕСКИХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ С ОБЪЕМНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Гидравлическое исполнительное устройство с объемным (или гидромашинным) управлением (рис. X.1, *а*) состоит из реверсивного насоса *2* переменной производительности, гидромотора *4* постоянной производительности и соединительных магистралей *3* и *5* между насосом и гидромотором. Вместо гидромотора могут также применяться силовые или моментные гидроцилиндры.

В устройствах с большим диапазоном изменения момента, например в морских лебедках, а также в мобильных машинах, характеризующихся ограниченной мощностью приводного двигателя *1*, используется гидромотор переменной производительности (рис. X.1, *б*).

В совмещенных системах управления, а также в двухканальных, иногда называемых нониусными, используются две гидромашины переменной производительности (рис. X.1, *в*), раздельно управляемые и обслуживающие один гидравлический исполнительный двигатель (гидравлический дифференциал). Возможно также использование двух исполнительных устройств, соединенных через механический дифференциальный редуктор с объектом управления [1]. В таких системах первый канал управления отрабатывает с определенной ошибкой сигнал управления, а второй — предназначен для обеспечения высокой точности слежения [2], [3], [17].

Гидравлическая схема устройства с объемным управлением, кроме насоса *2* и гидромотора *6* с маховиком *7*, включает ряд вспомогательных элементов. Для компенсации неизбежных утечек и деформации жидкости применяется вспомогательный насос постоянной производительности *9* (рис. X.2), поддерживающий постоянное давление подпитки p_0 за счет непрерывного сброса избытка подачи через клапан *8* в сборный бак *10*. Этот насос обычно монтируется в корпус основного регулируемого насоса, он приводится от того же приводного двигателя *1* и благодаря обратным клапанам *3* ограничивает падение давления в приемной магистрали основного насоса до значения p_0. Предохранительные клапаны *4* ограничивают давление, а следовательно, момент гидромотора.

Изменение производительности насоса осуществляется поворотом рычага *12*. При повышении давления в любой из магистралей рабочая жидкость, проходя через обратные клапаны *5*, перемещает поршни в гидроцилиндрах *11*, сжимая пружины, ограничивает перемещение

управляющего рычага *12*, регулирующего производительность насоса (например, поворотом люльки в аксиально-поршневом насосе). Это устройство называется ограничителем мощности.

Для установки насоса на нулевую производительность при запуске гидромотора используют нуль-установитель в виде подпружиненных гидроцилиндров *13*. При выключении исполнительного устройства из-за падения давления подпитки пружины нуль-установителя устанавливают рычаг *12* в положение, соответствующее нулевой производительности. Гидроцилиндры ограничителя мощности *11* и нуль-установителя *13* могут быть выполнены в виде общего узла, размещенного по одну сторону от управляющего рычага *12*.

Управление производительностью насоса чаще всего осуществляется механизмом с дроссельным управлением [4], [5], постоянная времени

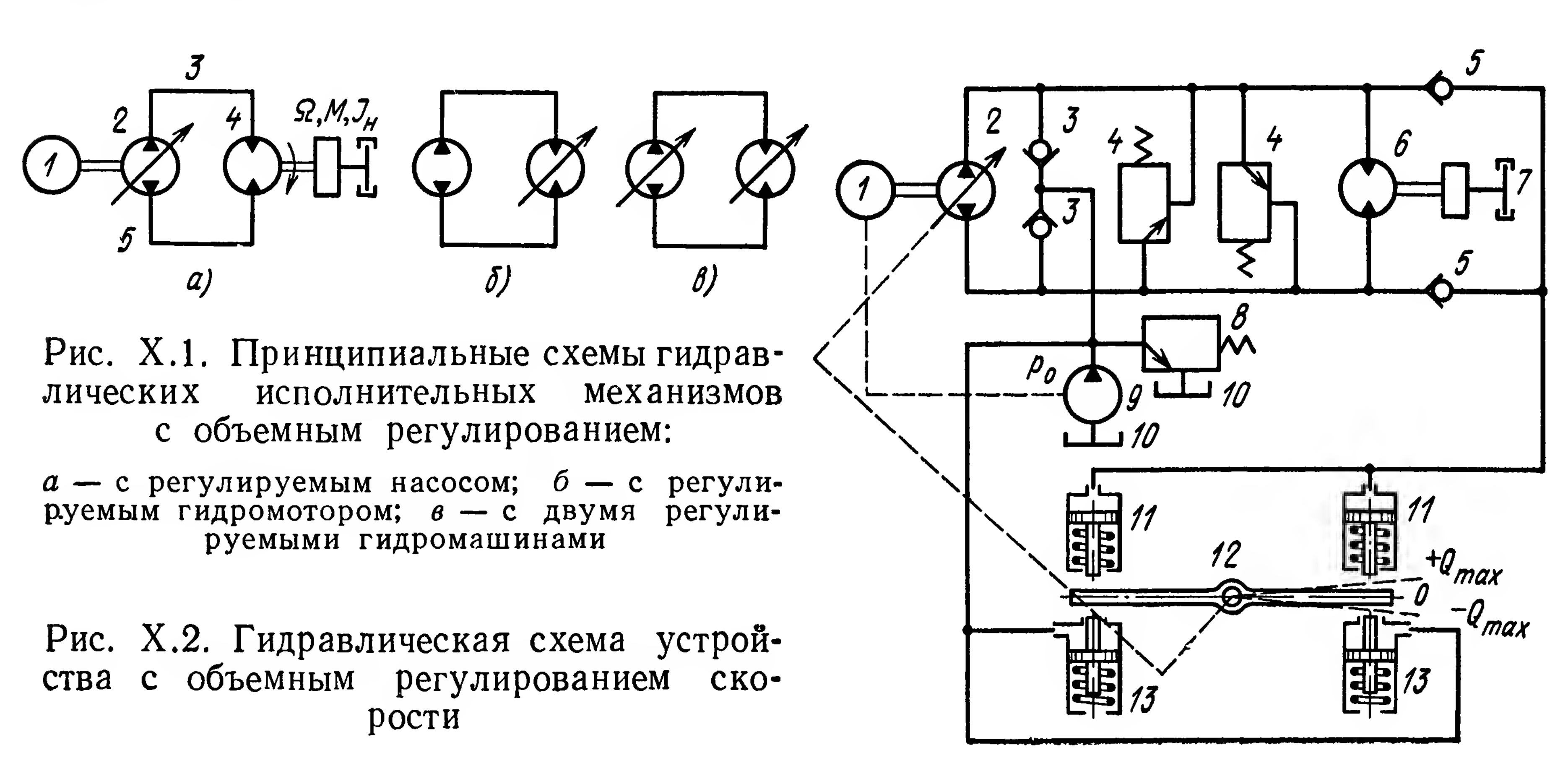


Рис. X.1. Принципиальные схемы гидравлических исполнительных механизмов с объемным регулированием:

а — с регулируемым насосом; *б* — с регулируемым гидромотором; *в* — с двумя регулируемыми гидромашинами

Рис. X.2. Гидравлическая схема устройства с объемным регулированием скорости

которого может оказаться по величине больше постоянной времени гидромашинного исполнительного устройства рассматриваемого типа главным образом из-за того, что такой механизм управления имеет невысокое значение давления питания (обычно не выше 15 кг/см^2).

Конструктивная схема отечественных гидравлических исполнительных устройств с реверсивным насосом переменной производительности IIД (№ 5—50) показана на рис. X.3. Управление производительностью таких насосов осуществляется при помощи автоматических электрогидравлических механизмов управления, работающих по дроссельному принципу, их расчет подробно рассмотрен в работе [5]. Кроме того, предусмотрено переключение на ручное управление при помощи специального валика.

Работа гидромотора *12* обеспечивается насосом *1* переменной производительности через магистрали *17* и *18*. Давление подпитки создается вспомогательным насосом *11* постоянной производительности. Этот насос, присоединенный к валу основного насоса, кроме компенсации утечек в насосе *1*, исполнительном гидродвигателе и магистралях, питает основные элементы гидромашинного устройства. Компенсация утечек происходит благодаря присоединению линии нагнетания вспо-

могательного насоса через фильтр *14* и обратные клапаны *6* к той магистрали исполнительного устройства, в которой давление наименьшее, и поддерживает его на уровне 8—9 кГ/см². Избыток расхода вспомогательного насоса непрерывно сбрасывается через переливной клапан *16*. На случай засорения фильтра предусмотрен предохранительный клапан *15*, который открывается при повышении давления до 20 кГ/см².

Предохранительные клапаны главных магистралей (ограничители момента) в гидроприводах № 5—50 выполняют в корпусе гидромотора. При включении ручного управления кран *9* запирается, отключая механизм управления. При открытом кране *9* управление осуществляется

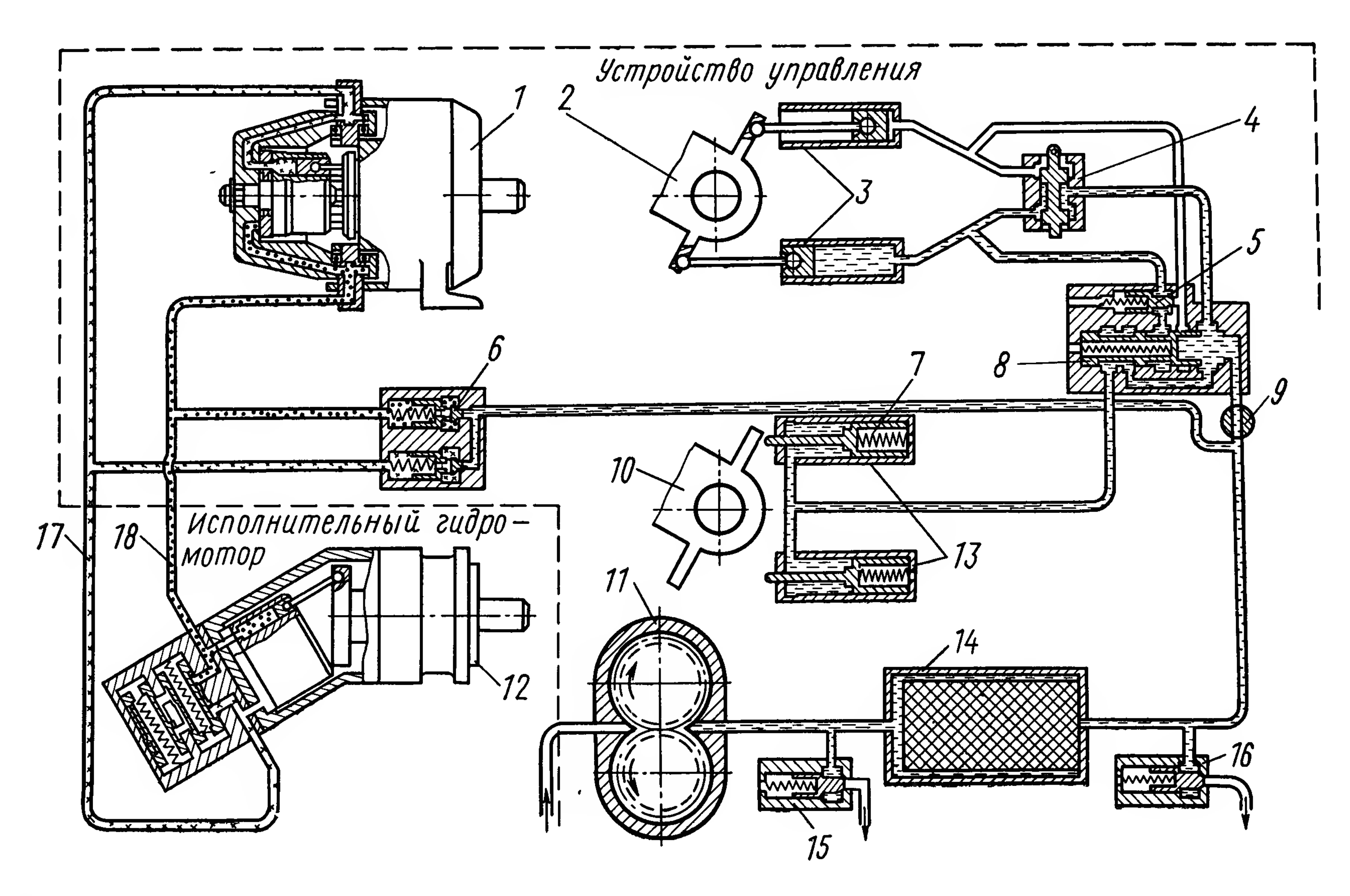


Рис. X.3. Конструктивная схема исполнительных механизмов с объемным управлением и насосами переменной производительности ПД № 5—50

золотником *4*, к которому поступает рабочая жидкость от вспомогательного насоса *11* через клапанную коробку, перемещающая поршни силовых цилиндров *3*, которые поворачивают люльку *2* и *10* с блоком цилиндров основного насоса, меняя тем самым производительность. При аварии, например при останове приводного двигателя, а также при падении давления в системе подпитки, клапан *5* перебрасывает золотник *8* в крайнее правое положение и силовые цилиндры *13* под действием пружин *7* ставят люльку в нейтральное положение, разгружая приводной двигатель. На рис. X.3 рабочие магистрали и магистрали механизмов управления заштрихованы по-разному (первые — точками, вторые — штрихами).

Кинематическая схема насоса ПД (№ 0,5—2,5) показана на рис. X.4. Приводной вал *11* основного аксиально-поршневого насоса через поршневую группу вращает блок цилиндров *20*. Вспомогательный насос *6* приводится двумя цилиндрическими шестернями *5* и *13*. Шестерня *5* одновременно приводит через конический редуктор (кони-

ческие шестерни *4* и *3*) эксцентрик *1*, создающий между золотником *8* и втулкой *9* осциллирующее движение с регулируемой амплитудой за счет изменения эксцентриситета эксцентрика *1*. Валик вибратора на конце снабжен шейкой с резьбой, ось которой эксцентрична оси валика. На шейку валика навернута гайка *2*, несущая эксцентрик в виде цилиндрического пальца. Ось этого пальца, в свою очередь, эксцентрична относительно оси гайки, причем величины обоих эксцентриситетов одинаковы. Поэтому при повороте гайки относительно эксцентрика вибратора их эксцентрисистеты алгебраически складываются, изменяясь в сумме от нуля до максимального значения. Это позволяет изменять

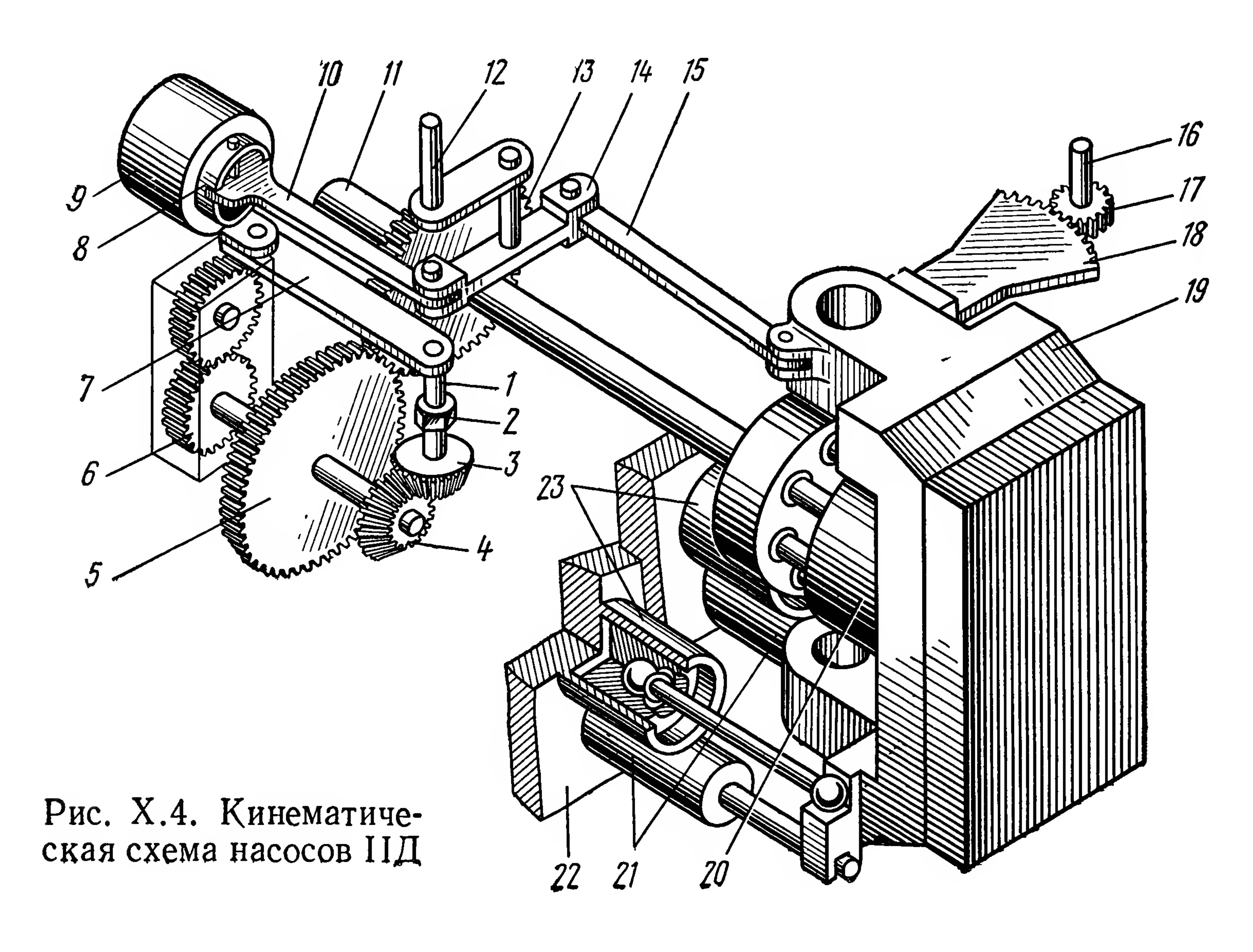


Рис. X.4. Кинематическая схема насосов IIД

амплитуду осциллирующего движения, передаваемого через рычаг *7* на втулку *9* золотника гидроусилителя с постоянной частотой. Такое движение уменьшает силы трения на золотнике гидравлического механизма управления, повышая тем самым точность его работы.

Управление люлькой *19* основного насоса с целью изменения его производительности осуществляется поворотом рычага *12*, связанного с рычагом *14*, который с помощью тяги *10* перемещает золотник гидроусилителя. Рычаг *14*, соединенный одним концом через тягу *10* с золотником гидроусилителя, другим через тягу *15* с люлькой насоса, образует вместе с рычагом валика управления *12* механический рычажный дифференциал. Поэтому перемещение золотника гидроусилителя всегда будет равно алгебраической сумме перемещений (углов поворота) валика управления и люльки, а так как расстояние точки крепления тяги *15* на люльке от ее оси поворота равно расстоянию между осями крепления на рычаге *14* тяг *10* и *15* и при среднем положении рычага *14* ось валика управления совпадает с осью крепления тяги *10* на рычаге *14*, то угол поворота люльки (при неподвижном золотнике) точно соответствует углу поворота валика управления *12*.

Таким образом, при повороте валика управления перемещается золотник гидроусилителя, открывая доступ рабочей жидкости в соответствующий гидроцилиндр. Люлька, поворачиваясь, через рычажный дифференциал перемещает золотник к нулевому положению до тех пор, пока угол поворота люльки не будет равен углу поворота валика управления. Этот процесс слежения люльки за валиком управления благодаря малой постоянной времени гидроусилителя происходит непрерывно с очень малой ошибкой, расчет которой приведен в работе [5].

При ручном управлении отклонение люльки осуществляется при помощи силового вала *16* через шестерню *17* и зубчатый сектор *18*. Передаточное отношение зубчатой передачи 1 : 4 (при повороте управляющего валика на 120° люлька поворачивается на 30°).

Гидроусилитель управляет силовыми цилиндрами *23*, укрепленными на неподвижном стальном корпусе *22*. Поршни цилиндров через шарнирно-закрепленные штоки *21* соединяются с люлькой *19* основного насоса. Уплотнение в местах стыка корпуса с литыми крышками обеспечивают с помощью колец из маслостойкой резины, а места выхода силового вала, вала ручного управления и валика дистанционного управления уплотняют манжетами.

2. ДЕФОРМАЦИЯ ЖИДКОСТИ

Рабочая жидкость — это рабочее тело, при помощи которого передается и регулируется движение исполнительного элемента гидродвигателя. Деформация рабочей жидкости при изменении давления в подавляющем большинстве случаев обусловливает динамические свойства гидропривода и поэтому сжимаемость рабочей жидкости рассматривается в качестве характеристики элементов гидравлических систем управления [6].

Изменение объема V или плотности жидкости ρ оценивается относительной деформацией ξ, т. е.

$$-\frac{dV}{V}=\frac{d\rho}{\rho}=d\xi.$$

При скачкообразном изменении объема происходит изменение давления с установлением равновесного состояния через промежуток времени $T_р$, который называется утроенной постоянной времени релаксации (*abcefh* и *a′b′c′d′e′f′g′h′* на рис. X.5, *а* соответственно). Аналогичный процесс имеет место и при скачкообразном изменении давления [*abcefh* и *a′b′c′d′e′f′g′h′* на рис.X.5, *б* изображают $p(t)$ и $V(t)$ соответственно]. Таким образом, коэффициент пропорциональности в уравнении связи между давлением и относительной деформацией при их гармонических изменениях зависит не только от температуры T и давления p, но и от частоты

$$dp=-\varkappa(T,\ p,\ \omega)\frac{dV}{V}. \tag{X.1}$$

При $\omega\to 0$ модуль объемной упругости $\varkappa$ называется равновесным, или изотермическим, и обозначается через $\varkappa_и$, а при $\omega\to\infty$ — изоэнт-

ропийным, или адиабатическим, и обозначается через $\varkappa_а$ [7], [8]. Очевидно, $\varkappa_а > \varkappa_и$, при $\omega \to \frac{1}{T_р}$ наблюдается сдвиг по фазе между гармоническими колебаниями Δp и $\Delta\xi$, как это показано на рис. X.6, *а* и *б*; при $\omega \to \infty$ зависимость между Δp и $\Delta\xi$ изображается прямой *1* (рис. X.6, *в*), при $\omega \to 0$ — прямой *2*, а при $\omega \to \frac{1}{T_р}$ — эллипсом *3*.

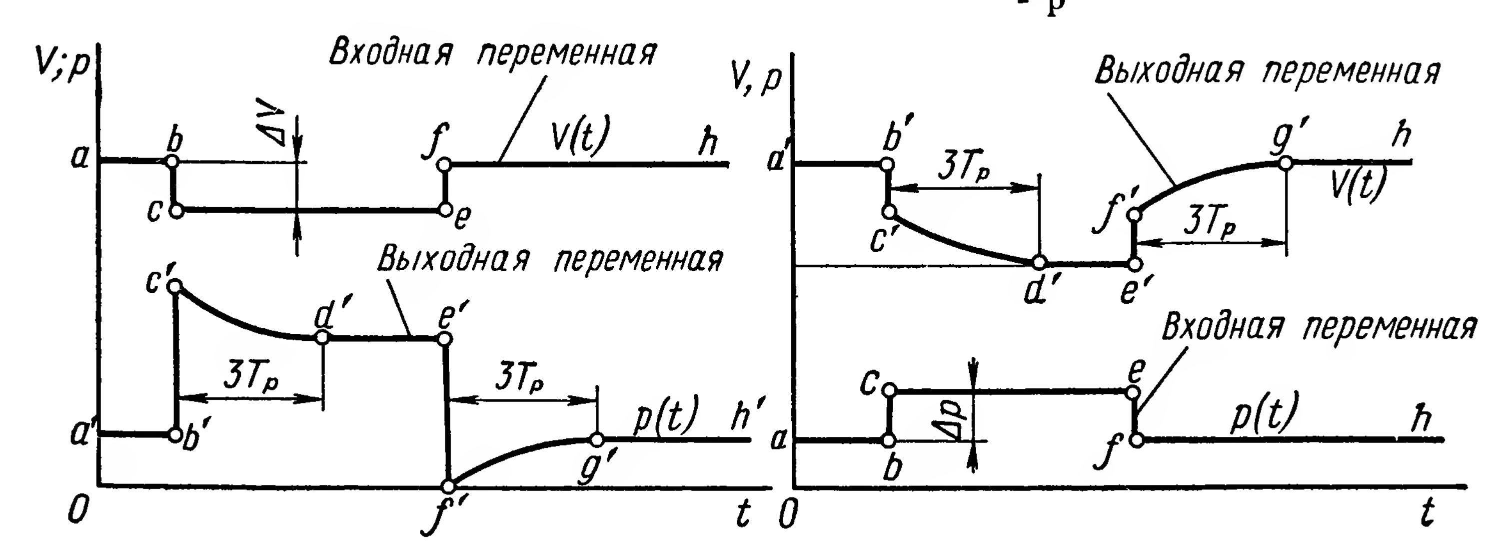


Рис. X.5. Деформация жидкости:

а — деформация — входная переменная; *б* — давление — выходная переменная

Деформационный расход рабочей жидкости в изображениях при одном (однократном) механизме релаксации определяется выражением [7], [10]

$$Q_д(s) = V\dot{\xi}(s) = \frac{V}{\varkappa_и} \frac{1 + T_р s}{1 + T_р \frac{\varkappa_а}{\varkappa_и} s} \dot{p}(s). \qquad (X.2)$$

Если процесс деформации жидкости обладает *n* механизмами релаксации (это устанавливают по числу ступеней зависимости $\varkappa$ от частоты

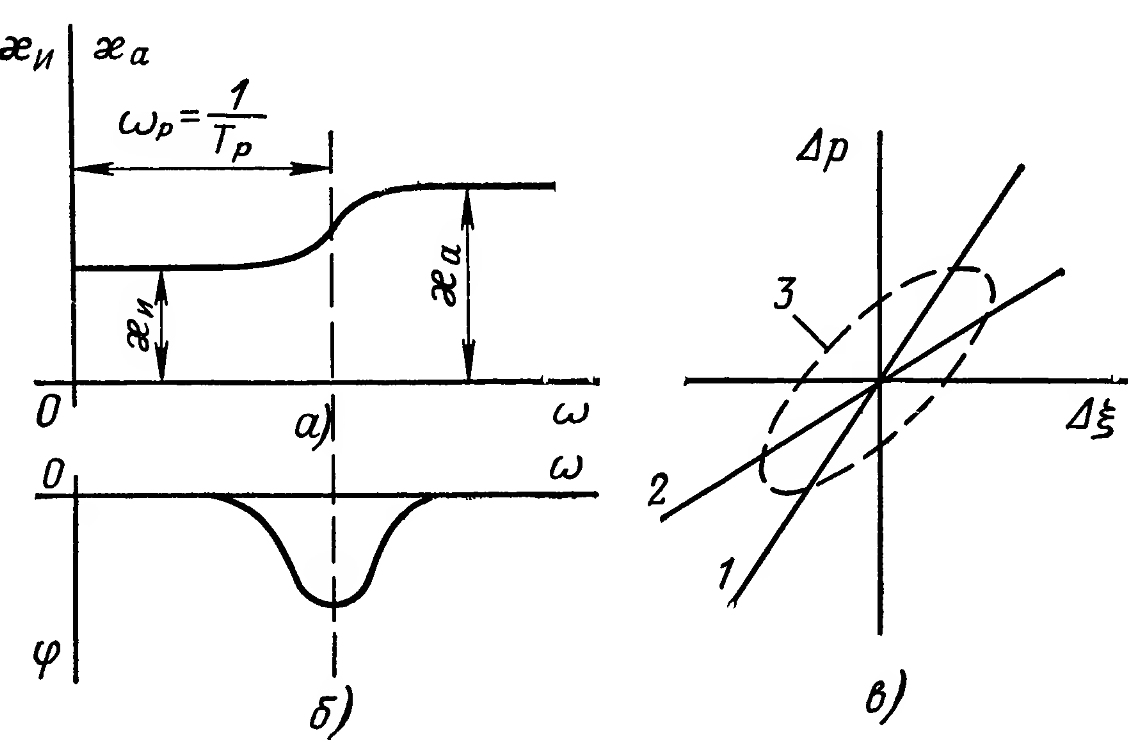


Рис. X.6. Характеристика деформации жидкости:

а — амплитудно-частотная характеристика; *б* — фазочастотная характеристика; *в* — эффект гистерезиса на частоте релаксации (*1* — изоэнтропийный процесс с $\omega \to \infty$; *2* — равновесный процесс с $\omega \to 0$; *3* — релаксационная частота $\omega \to T_р^{-1}$)

ω), каждый из которых определяется своим значением постоянной времени релаксации $T_{рi}$, отличающейся по крайней мере на порядок от других [7], то деформационный расход в изображениях описывается произведением

$$Q_д(s) = \frac{V}{\varkappa_1} \prod_{i=1}^{n} \frac{1 + T_{рi} s}{1 + T_{рi} \frac{\varkappa_i + 1}{\varkappa_i} s} \dot{p}(s), \qquad (X.3)$$

причем $i = 1, 2, \ldots, n$, $\varkappa_i < \varkappa_{i+1}$.

Таблица X.1

Упругие и весовые характеристики жидкостей

Рабочие жидкости	Параметры жидкостей							
	ρ [гс/см³]				$A_а$ [кгс/см²]			
	Температура, °C							
	20	40	60	80	20	40	60	80
Масло минеральное ГМ-50И	0,850	0,839	0,821	0,798	20,00	19,125	18,625	16,875
Масло минеральное АМГ-10	0,835	0,823	0,802	0,779	12,75	12,375	10,925	9,875
Масло «Индустриальное-20» ГОСТ 1707—51	0,872	0,861	0,845	0,822	15,75	12,62	12,00	10,00
Масло ВМГЛ (ВНИИНП)	0,887	0,877	0,859	—	12,5	11,6	10,00	—
Масло ВМГЗ	0,844	0,832	0,814	—	11,5	12,5	12,9	—
Полиметилсилоксановая жидкость ПМС-5 № 5	0,910	0,893	0,871	0,845	11,58	11,11	11,72	10,78
Масло «Индустриальное-30», ГОСТ 1707—51	—	—	—	—	12,10	11,75	11,75	12,1
Масло «Турбинное Л», ГОСТ 8675—62 . . .	—	—	—	—	12,00	12,00	12,00	12,00
Масло «Трансформаторное»	—	—	—	—	13,10	13,25	13,5	13,9

Рабочие жидкости	Параметры жидкостей											
	$B_а$				$A_и$ [кгс/см²]				$B_и$			
	Температура, °C											
	20	40	60	80	20	40	60	80	20	40	60	80
Масло минеральное ГМ-50И	18 900	17 950	16 050	13 600	12,00	11,00	10,125	8,50	12 150	11 700	10 800	9 600
Масло минеральное АМГ-10	16 800	14 950	13 330	11 850	9,98	10,25	9,25	7,60	14 970	13 100	11 000	10 100
Масло «Индустриальное-20» ГОСТ 1707—51	18 800	17 400	15 300	12 550	12,75	10,70	9,26	7,75	15 900	15 000	13 800	11 900
Масло ВМГЛ (ВНИИНП)	12 600	18 350	15 600	—	10,70	9,07	7,42	—	17 500	14 300	11 560	—
Масло ВМГЗ (ТУ 38-1)	17 400	15 400	13 400	—	13,25	11,50	10,00	—	14 600	12 700	10 800	—
Полиметилсилоксановая жидкость ПМС-5 № 5	9 100	7 850	6 630	5 450	8,13	7,77	7,63	7,38	8 050	7 100	6 050	5 200
Масло «Индустриальное-30», ГОСТ 1707—51	18 800	17 400	16 000	15 000	—	—	—	—	—	—	—	—
Масло «Турбинное Л», ГОСТ 8675—62 . . .	19 500	18 100	16 600	15 000	—	—	—	—	—	—	—	—
Масло «Трансформаторное»	19 600	18 100	16 400	13 900	—	—	—	—	—	—	—	—

При деформации жидкости, имеющей газовоздушную составляющую (фаза Г), особенно заключенной в резиновых шлангах, некоторые значения T_{pi} могут оказаться в полосе частот пропускания гидропривода. Поэтому необходима экспериментальная проверка зависимости $\varkappa$ ($T_ф$, $p_ф$, ω = var) при фиксированных значениях $T_ф$ и $p_ф$.

Для рабочих жидкостей гидроприводов зависимость модуля объемной упругости от давления линейна

$$\varkappa_v = A_v p + B_v; \quad v \rightrightarrows а, и; \tag{X.4}$$

причем значения A_v и B_v для различных жидкостей приведены в табл. X.1 [8], [9].

Уравнение состояния жидкости при $T = T_ф$

$$V(T_ф, p, \omega) \sqrt[A_v]{A_v p + B_v} = V(T_ф, p, \omega) \sqrt{A_v p_0 + B_v}; \quad v \rightrightarrows а, и, \tag{X.5}$$

а пересчет равновесного объема при изменении температуры от $T = T_0$ до $T = T_ф$ и фиксированном давлении $p = p_ф$ аппроксимируется линейным уравнением

$$V(T_ф, p_ф, 0) = 1 + (T_ф - T_0)\, a(T_ф, p_ф, 0)\, V(T_0, p_ф, 0), \tag{X.6}$$

где

$$a(T_ф, p_ф, 0) = a(T_ф, p_0, 0) + \frac{\partial}{\partial p} a(T_ф, p, 0)\, p_ф, \tag{X.7}$$

при $\omega = 0$ и $\frac{\partial}{\partial p} a(T_ф, p, 0) = \text{const} < 0$ для минеральных масел, а для силиконов модуль производной при возрастании давления уменьшается. Значения коэффициентов последнего равенства приведены в табл. X.2.

Таблица X.2

Коэффициенты термической деформации рабочих жидкостей

Тип масла	$-\frac{\partial}{\partial p} a(T_ф, p, 0) \times 10^7$ град$^{-1}$ [кгс/см^2]$^{-2}$.			$a(T_ф, p_0, 0) \times 10^4$ град$^{-1}$		
	40°	60°	80°	40°	60°	80°
АМГ (ГОСТ 6794—53)	0,6	0,6	0,5	7,4	10,3	11,9
Трансформаторное	1,8	2,0	2,3	6,9	9,0	11,0
АУ	0,9	0,8	0,5	8,0	9,9	11,3
АУП	0,5	0,5	0,5	7,4	10,0	11,9
Индустриальное 20	0,5	1,0	2,4	6,5	8,0	10,2
Индустриальное 30	0,3	1,8	2,0	5,2	7,8	9,9
ВМГЛ (ВНИИНП)	2,9	4,0	—	5,5	7,9	—
ВМГЗ	5,1	4,5	—	7,1	9,0	—
ГМ—50И	1,7	4,6	6,0	6,6	9,7	11,9
Турбинное Л	4,0	3,9	3,0	5,3	8,4	10,5

При расчете деформации, происходящей при скачкообразном изменении давления (например, при рабочей жидкости через насос или гид-

родвигатель), используют уравнение деформации в форме конечных разностей [10]

$$\Delta p = -\varkappa' (T_ф,\ p_1,\ p_2,\ \omega) \frac{\Delta V}{V}, \qquad (X.8)$$

где штрих относится к интервальному значению $\varkappa$.

Связь между локальным значением $\varkappa\ (T_ф,\ p,\ \omega_ф)$ и интервальным значением модуля объемной упругости $\varkappa'\ (T_ф,\ p_1,\ p_2,\ \omega_ф)$ получается использованием строки равенств:

$$\int_{p_2}^{p_1} \frac{dp}{\varkappa (T_ф,\ p,\ \omega_ф)} = \ln \frac{V (T_ф,\ p_2,\ \omega_ф)}{V (T_ф,\ p_1,\ \omega_ф)} = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1}{n} \frac{V (T_ф,\ p_2,\ \omega_ф)}{V (T_ф,\ p_1,\ \omega_ф)} - 1\right]^n (-1)^{n-1}$$

(n — индекс члена ряда), поскольку $2 \geqslant \frac{V (T_ф,\ p_2,\ \omega_ф)}{V (T_ф,\ p_1,\ \omega_ф)} > 0$.

Для $n = 2$

$$\varkappa' (T_ф,\ p_1,\ p_2,\ \omega_ф) = \frac{p_2 - p_1}{\sqrt{1 + 2 \int_{p_1}^{p_2} \frac{dp}{\varkappa (T_ф,\ p,\ \omega_ф)} - 1}},$$

причем $\int_{p_1}^{p_2} \frac{dp}{\varkappa (T_ф,\ p,\ \omega_ф)} \leqslant 1$, так как $\frac{V (T_ф,\ p_2,\ \omega_ф)}{V (T_ф,\ p_1,\ \omega_ф)} \leqslant 2$,

но тогда с достаточной для практических целей точностью можно пользоваться только первым членом ряда разложения и поэтому [11]

$$\varkappa' (T_ф,\ p_1,\ p_2,\ \omega_ф) \approx \frac{p_2 - p_1}{\int_{p_1}^{p_2} \frac{dp}{\varkappa (T_ф,\ p,\ \omega_ф)}}, \qquad (X.9)$$

причем $\varkappa'\ (T_ф,\ p_1,\ p_2,\ \omega_ф) = \varkappa\ (T_ф,\ p,\ \omega_ф)$ при $p_2 \to p_1 \to 0$ и $p_1 \to p$, $p_1 = p_2 = p$.

В рабочей жидкости гидропривода при его работе происходит непрерывное выделение газовоздушной фазы (фазы Г) в виде большого числа пузырьков разных размеров и ее растворение (фаза Р). Определение количественного содержания фазы Р, не отражающегося на значении $\varkappa\ (T,\ p,\ \omega)$, осуществляется при помощи фазометров [8]. Изменение количественного содержания фазы Г может существенно изменить значение модуля упругости смеси.

Содержание фазы Г меняется при изменении режима работы гидропривода и может превосходить 20% по объему в пересчете на нормальные температуру и давление. При наличии длинных трубопроводов содержание фазы Г уменьшается иногда в несколько раз по длине трубопровода из-за ее растворения.

При расчетах гармонически меняющихся состояний смеси жидкости и фазы Г уравнения состояния справедливы для частот, существенно отличающихся от собственных частот колебаний пузырьков фазы Г [7]:

$$\omega_Г = \frac{c_Г}{R} \sqrt{\frac{3 \rho_Г (T_ф,\ p_0)}{\rho (T_ф,\ p)}} \sqrt{\frac{p_Г}{p_0}},$$

где $c_Г$ — скорость распространения упругих возмущений в фазе Г; R — радиус пузырька; ρ и $\rho_Г$ — соответственно плотности жидкости и фазы Г; p_0 и $p_Г$ — соответственно начальное давление и давление в пузырьке. Из-за сил поверхностного натяжения $p_Г$ больше давления p жидкости, причем $p_Г = p\frac{2\sigma}{R} = \lambda p$ дин/см², где σ — силы поверхностного натяжения. Для минерального масла σ = 29,8; для АУп — 29,4; для индустриального 30 — 31,6; для гидравлического зимнего — 27,6; для турбинного Л — 31,2; для ГМ-50И — 29,2; для АМГ-10 — 26,7; для жидкости ОКБ-122-4 — 24,9; для автола — 32,2 дин/см [8].

Уравнением состояния фазы Г является уравнение Клапейрона

$$V_Г(T, p, 0) = \frac{(p_0+1)\,T}{(p+1)\,T_0} V_Г(T_0, p_0, 0), \qquad (X.10)$$

а пересчет объемов для произвольного процесса осуществляется при помощи уравнения политропы

$$(p+1)\,V_Г^k(T, p, \omega_ф) = (p_0+1)\,V_Г^k(T_0, p_0, \omega_ф), \qquad (X.11)$$

где индекс 0 имеют давление и температура исходного равновесного состояния, а показатель политропы k = 1 при T_0, p_0 и $\omega_ф \to 0$, а для адиабатического процесса ($\omega_ф \to \infty$) зависит от p и T (табл. X.3).

Таблица X.3

Значения степенного показателя адиабатического процесса

Давление p в кгс/см²	Степенной показатель k	
	при 17 °C	при 77 °C
1	1,397	1,400
10	1,419	1,415
25	1,449	1,431
50	1,480	1,453
100	1,527	1,506
150	1,667	1,561
200	1,730	1,601
250	1,762	1,640
300	1,770	1,674
350	1,772	1,691
400	1,775	1,709

Дифференцируя выражение (X.11), получим

$$dp = -k(p+1)\frac{dV_Г(T, p, \omega_ф)}{V_Г(T, p, \omega_ф)},$$

откуда модуль объемной упругости фазы Г

$$\varkappa_Г(T, p, \omega_ф) = k(p+1). \qquad (X.12)$$

Содержание фазы Г в жидкости оценивается относительным объемом

$$V(T_ф, p, \omega) = \frac{V_Г(T_ф, p, \omega)}{V_c(T_ф, p, \omega)} = \left[1 + \frac{V(T_ф, p, \omega)}{V(T_ф, p, \omega)}\right]^{-1}, \qquad (X.13)$$

где $V_Г(T_ф, p, \omega)$ — объем фазы Г;
$V(T_ф, p, \omega)$ — объем жидкости;
$V_c(T_ф, p, \omega)$ — объем смеси.

При частотах деформации, существенно отличающихся от частоты собственных колебаний $\omega_Г$ пузырьков фазы Г, а также при скачкообразных изменениях координат, считается справедливым принцип суперпозиции деформаций жидкости и фазы Г, если предположить, что внешнее давление, воздействующее на каждую фазу, одинаково, а $p \approx p_Г$ ($\lambda \to 1$). В этом случае, дифференцируя равенство $V_c(T_ф, p, \omega) = V_Г(T_ф, p, \omega) + V(T_ф, p, \omega)$ и деля почленно на $-dp$, в соответ-

ствии с уравнением (X.1) получим выражение модуля объемной упругости смеси

$$\varkappa_c^{-1}(T_ф,\ p,\ \omega)=\varkappa^{-1}(T_ф,\ p,\ \omega)\left\{1-V(T_ф,\ p,\ \omega)\left[1-\bar{\varkappa}(T_ф,\ p,\ \omega)\right]\right\},\qquad (X.14)$$

где

$$\bar{\varkappa}(T_ф,\ p,\ \omega)=\frac{\varkappa(T_ф,\ p,\ \omega)}{\varkappa_Г(T_ф,\ p,\ \omega)}=\frac{A_v p+B_v}{k(p+1)};\quad v\rightrightarrows а,\ и,$$

как это следует из равенств (X.4) и (X.12).

Выражение $\bar{V}(T_ф,\ p_ф,\ 0)$ определяют по значению исходного относительно содержания фазы Г $\bar{V}(T_ф,\ p_ф,\ 0)$ при помощи соотношений

$$V(T_ф,\ p,\ \omega)=\sqrt[A_v]{\frac{A_v p_ф+B_v}{A_v p+B_v}}\,V(T_ф,\ p_ф,\ 0)$$

и

$$V_Г(T'_ф,\ p,\ \omega)=\sqrt[k]{\frac{p_ф+1}{p+1}}\,V_Г,(T_ф,\ p_ф,\ 0),$$

полученных из уравнений (X.4) и (X.5). Подстановка этих выражений с учетом равенства (X.13) в условие (X.14) дает разрешающее уравнение для модуля упругости смеси:

$$\varkappa_c(T_ф,\ p,\ \omega)=\varkappa(T_ф\ \ p,\ \omega)\,\frac{1+R(T_ф,\ p_ф,\ 0)\,\chi(T_ф,\ p,\ \omega)}{1+R(T_ф,\ p_ф,\ 0)\,\chi(T_ф,\ p,\ \omega)\,\bar{\varkappa}(T_ф,\ p,\ \omega)},\qquad (X.15)$$

где функция объема $R(T_ф,\ p_ф,\ 0)=\{V(T_ф,\ p_ф,\ 0)^{-1}-1\}^{-1}$ и функция термодинамического процесса $\chi(T_ф,p,\ \omega)=\sqrt{\frac{p_ф+1}{p+1}}\ \sqrt[A_v]{\frac{A_v p+B_v}{A_v p_ф+B_v}}$.

Таким образом, $\varkappa_c(T_ф,\ p,\ \omega)$ определяют через исходное относительное содержание фазы Г $\bar{V}(T_ф,\ p_ф,\ 0)$, которое вычисляют через начальное относительное содержание фазы Г $\bar{V}(T_0,\ p_0,\ 0)$. По значению последнего проводят сравнение содержания фазы Г в разных системах, а также на разных участках одной и той же системы и при различных режимах работы. Обычно принимают $T_0 = 288°$ К и $p_0 = 1$ кГ/см^2. Использование обозначения $T'_ф$ в уравнении состояния фазы Г связано с возможностью существования неравновесного процесса фазы Г, что должно быть учтено рассмотрением соответствующего механизма релаксации. Так, в двухфазной смеси соотношение $T'_ф \neq T_ф$ соответствует случаю, когда значению $T_ф$ жидкости может соответствовать иное значение температуры $T'_ф$ фазы Г и время установления термического равновесия рассматривается в качестве времени процесса релаксации.

Относительное содержание фазы Г в исходном состоянии $\bar{V}(T_ф,\ p_ф,\ 0)$ определяют через $\bar{V}(T_ф,\ p_ф,\ 0)$ в следующей последовательности. Изменение объема жидкости вследствие изменения давления и температуры в соответствии с уравнениями (X.5) и (X.6) описывается выражением

$$V(T_ф,\ p_ф,\ 0)=[1-(T_ф-T_0)\,a(T_ф,\ p_ф,\ 0)]\sqrt[A_n]{\frac{A_n p_0+B_n}{A_n p_ф+B_n}}\,V(T_0,\ p_0,\ 0).$$

Используя это выражение совместно с уравнением состояния фазы Г (X.10) в равенстве (X.13), получим

$$\bar{V}^{-1}(T_ф, p_ф, 0) = 1 - \frac{(p_ф+1)T_0}{(p_0+1)T_ф} \sqrt[A_n]{\frac{A_n p_0 + B_n}{A_n p_ф + B_n}} \times$$

$$\times [1 + (T_ф - T_0)\, a(T_ф, p_ф, 0)][1 - \bar{V}^{-1}(T_0, p_0, 0)]. \qquad (X.16)$$

Полученное выражение позволяет определить последний неизвестный множитель $R(T_ф, p_ф, 0)$ из разрешающего уравнения (X.15).

В зависимости от значения ω и постоянных времени механизмов релаксации жидкости и фазы Г различают четыре процесса, для каждого из которых расчетное уравнение (X.15) принимает свою форму.

1. Изоэнтропийный, при котором деформации жидкости и фазы Г будут изоэнтропийными. В этом случае $\frac{1}{(T_р)_{min}} \leqslant \omega$ и $\frac{1}{(T_{рГ})_{min}} \leqslant \omega$, где $(T_р)_{min}$ и $(T_{рГ})_{min}$ — соответственно наименьшие постоянные времени релаксации жидкости и фазы Г. При таком процессе

$$(T_ф, p, \omega) = \frac{A_a p + B_a}{k(p+1)}; \qquad (X.17)$$

$$\chi(T_ф, p, \omega) = \sqrt[k]{\frac{p_ф+1}{p+1}} \sqrt[A_a]{\frac{A_a p + B_a}{A_a p_ф + B_a}}. \qquad (X.18)$$

2. Равновесный (или изотермический), при котором деформации жидкости и фазы Г будут равновесными, это имеет место при

$$\omega \leqslant \frac{1}{(T_р)_{max}}, \quad \omega \leqslant \frac{1}{(T_{рГ})_{max}},$$

$$\text{т. е. } \bar{\varkappa}(T_ф, p, \omega) = \frac{A_n p + B_n}{p+1}; \qquad (X.19)$$

$$\chi(T_ф, p, \omega) = \frac{p_ф+1}{p+1} \sqrt[A_n]{\frac{A_n p + B_n}{A_n p_ф + B_n}}. \qquad (X.20)$$

3. Квазиизоэнтропийный процесс, при котором процесс деформации жидкости изоэнтропийный, и фазы Г — равновесный. Такой процесс может иметь место при условии выполнения неравенств

$$\frac{1}{(T_р)_{min}} \leqslant \omega \leqslant \frac{1}{(T_{рГ})_{max}}.$$

В этом случае

$$\bar{\varkappa}(T_ф, p, \omega) = \frac{A_a p + B_a}{p+1}; \qquad (X.21)$$

$$\chi(T_ф, p, \omega) = \frac{p_ф+1}{p+1} \sqrt[A_a]{\frac{A_a p + B_a}{A_a p_ф + B_a}}. \qquad (X.22)$$

4. Квазиравновесный процесс, при котором процесс деформации жидкости равновесный, а фазы Г — изоэнтропийный. Это имеет место при

$$\frac{1}{(T_{рГ})_{max}} \leqslant \omega \leqslant \frac{1}{(T_р)_{max}},$$

тогда

$$\overline{\varkappa}(T_ф, p, \omega)=\frac{A_n p+B_n}{k(p+1)}; \qquad (X.23)$$

$$\chi(T_ф, p, \omega)=\sqrt[k]{\frac{p_ф+1}{p+1}}\sqrt[A_n]{\frac{A_n p+B_n}{A_n p_ф+B_n}}. \qquad (X.24)$$

Поскольку значение наибольшей постоянной времени релаксации фазы Г $(T_{рГ})_{max}$ обычно весьма велико, то в рабочем интервале частот гидропривода деформация жидкости в магистралях описывается квазиравновесным процессом и только при передаче низкочастотных сигналов может считаться равновесным. Кроме того, расчеты деформации жидкости, связанные с определением статических состояний, например относительного содержания фазы Г $\overline{V}(T_ф, p_ф, 0)$ или $\overline{V}(T_0, p_0, 0)$, проводятся в предположении, что процесс деформации равновесный.

При расчетах быстропротекающих процессов, например эффектах, связанных с действием гидравлического удара, с любым скачкообразным изменением координат процесс деформации жидкости предполагается изоэнтропийным.

Квазиизоэнтропийный процесс возникает лишь тогда, когда постоянные времени релаксации связаны неравенством $(T_р)_{min} > (T_{рГ})_{max}$, что может иметь место при значительном возрастании доминирующих значений $T_р$, например из-за больших релаксационных эффектов соединительных шлангов.

Кроме жидкости и фазы Г, деформируются и стенки магистралей, что может быть учтено соответственно сниженным значением приведенного (к бесконечно жестким стенкам) модуля объемной присоединенной упругости $\varkappa_п$, при определении которого принцип суперпозиции деформаций распространяют и на радиальные деформации стенок магистралей. Соответствующее расчетное уравнение имеет вид

$$\varkappa_п^{-1}=\varkappa_с^{-1}+\frac{2}{E}\frac{n^2+1}{n^2-1}\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_R}\right)^2\right]^{-1}, \qquad (X.25)$$

где E — модуль линейной деформации материала стенок трубы, кгс/см^2;

$n=\frac{R_a}{R_b}$; R_a и R_b — соответственно радиусы наружной и внутренней трубы соответственно;

ω_R — частота собственных радиальных колебаний стенок трубы, причем

$$\omega_R=2\sqrt{\frac{E(R_a+R_b)}{\rho_т R_b(R_a^2+R_b^2)}},$$

где $\rho_т$ — плотность материала стенок трубы.

При использовании гибких шлангов соответствующую разность $\varkappa_п^{-1}-\varkappa_с^{-1}$, как и существование механизмов релаксации в полосе пропускания частот, следует определять экспериментально.

В гидроприводах чаще всего используют аксиально-поршневые гидромашины, обладающие наименьшими габаритными размерами при высоком давлении. Это обеспечивает возможность получения наибольших ускорений инерционной нагрузки и наименьший момент инерции вращающихся частей.

Конструкция отечественного насоса IIД (№ 5—50) с литым стальным корпусом *8*, внутренняя полость которого использована

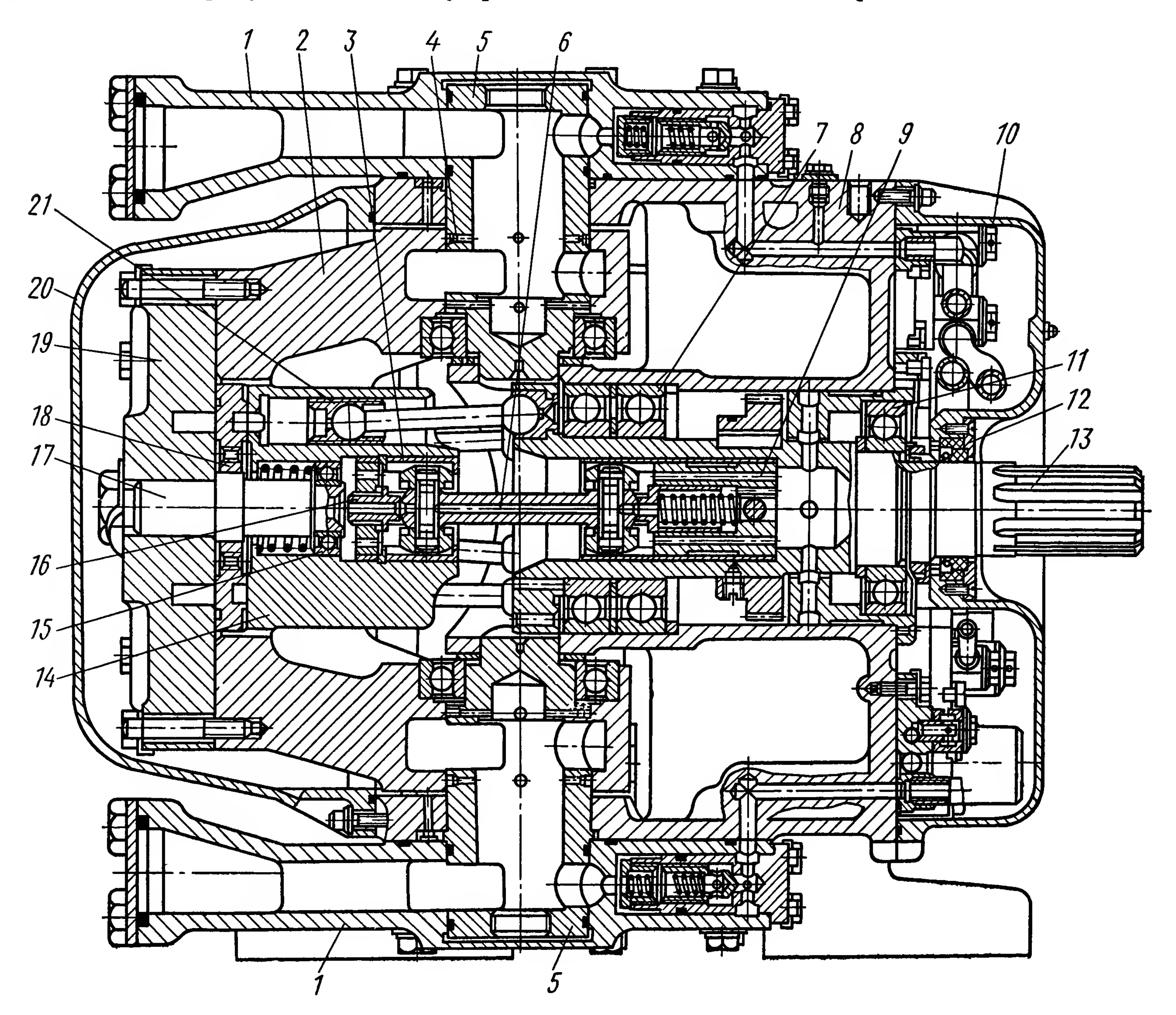


Рис. X.7. Аксиально-поршневой насос IIД № 5—50

в качестве резервуара рабочей жидкости, с двух сторон закрытого крышками *10* и *20* из алюминиевого сплава, показана на рис. X.7 [5]. Приводной вал *13* устанавливается на шариковых (или роликовых) подшипниках *7* и *11* (*12* — уплотнители) и шарнирно связан с семью (или девятью) шатунами поршней *21*. На цапфах *5* подвижно укреплена люлька насоса *2*, поворот которой на угол $\gamma = \pm 30°$ меняет производительность от $Q_{\max}$ до $-Q_{\max}$ (*19* — крышка люльки). Сопряженные поверхности люльки и цапф герметизированы фторопласт-резиновыми уплотнениями *4*. Рабочая жидкость через каналы в крышке *9* люльки, в собственно люльке *2* и отверстия в цапфах *5* подводится к неподвижным фланцам *1*, соединяемым с магистралями. Блок цилиндров *14* на шарикоподшипнике *15* установлен на оси *16-17*

так, что может самоцентрироваться, обеспечивая надежное прилегание к торцу распределителя *18*. Блок цилиндров приводится во вращение через кардан *6* и гильзу *3*.

При повороте вала на полный оборот поршни гидромашины совершают двойной ход; при отсутствии утечек и $\gamma = \gamma_{max}$ вытесняется объем, который называют рабочим объемом [4], [5]:

$$q_1 = FD_{разн} z \sin \gamma_{max} \text{ см}^3/\text{об}, \tag{X.26}$$

где F — площадь поперечного сечения поршня, см²;

$D_{разн}$ — диаметр разнесения осей крепления головок шатунов в упорном диске, см;

z — число поршней;

γ_{max} — наибольший угол наклона люльки.

Рассмотренная конструкция (рис. X.7) называется насосом с двойным несиловым карданом, поскольку нагрузка на кардан определяется моментом потерь. Схема конструкции насоса с силовым карданом (рис. X.8) обладает соосным креплением блока цилиндров *2* на валу *6*, а упорный диск *5* при помощи кардана *7* связан с ведущим валом. В этой конструкции, получившей название универсального регулятора скорости (УРС), кардан нагружен почти полным моментом (за исключением момента, затрачиваемого на трение блока цилиндра о распределитель *1* и частично момента, затрачиваемого на трение поршней *3* в цилиндрах и шатунов *4* в местах опор). Для таких гидромашин при определении рабочего объема можно пользоваться тем же уравнением (X.26).

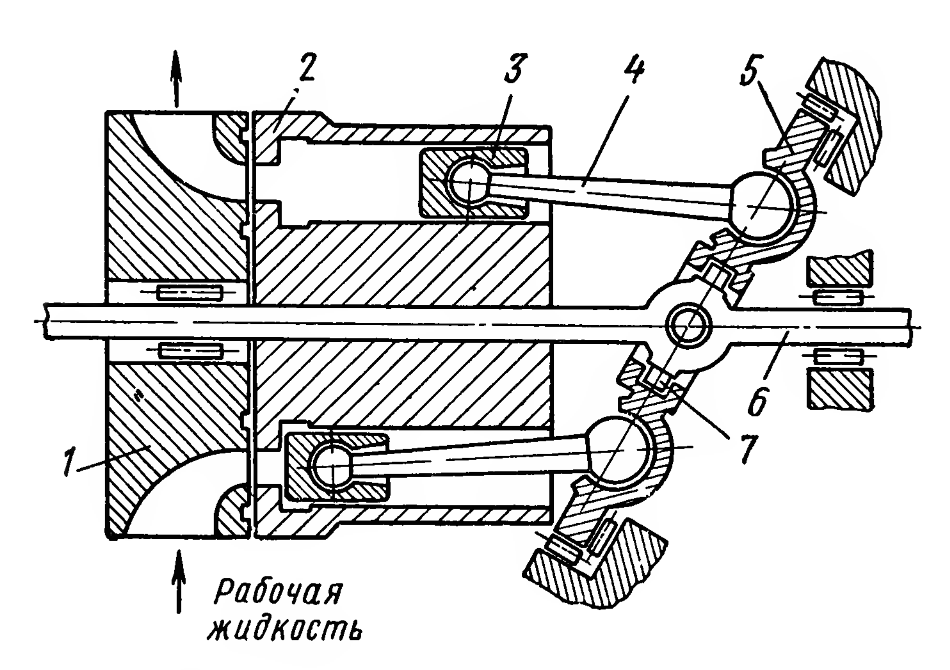


Рис. X.8. Аксиально-поршневой насос с силовым карданом

Расход насоса при угловой скорости вала Ω_1 определяется выражением

$$Q_1 = e_1 \frac{1}{2\pi} q_1 \Omega_1 \eta_{o1}, \tag{X.27}$$

где η_{o1} — объемный к. п. д.;

e_1 — безразмерный параметр регулирования $\left(e_1 \approx \frac{\sin \gamma}{\sin \gamma_{max}}\right)$.

Величину $\frac{1}{2\pi} q_1 = w_1$ называют характерным объемом. Она представляет собою подачу насоса при повороте вала на один оборот.

Момент, создаваемый насосом на приводном валу,

$$M_1 = e_1 w_1 \Delta p \frac{1}{\eta_{м1}}, \tag{X.28}$$

где Δp — перепад давления на насосе; $\eta_{м1}$ — механический к. п. д., причем $\eta_{м1} = \eta_1 \eta_{o1}^{-1}$ (η_1 — полный к. п. д. насоса).

Разделение полного к. п. д. на две составляющие η_{o1} и $\eta_{м1}$ обусловлено тем, что первая определяет связь между кинематическими показателями режима, а вторая — между нагрузочными.

Аналогично для гидромотора:

$$Q_2 = e_2 w_2 \Omega_2 \frac{1}{\eta_{o2}}, \quad (X.29)$$

$$M_2 = e_2 w_2 \Delta p_2 \eta_{м2}, \quad (X.30)$$

причем для гидромашин с постоянной производительностью в равенствах (X.29) и (X.30) принимают $e_1 = 1$ для насоса и $e_2 = 1$ для гидромотора.

Равенства (X.27) — (X.30) являются основными расчетными уравнениями гидромашин вращательного движения. Для гидроцилиндров

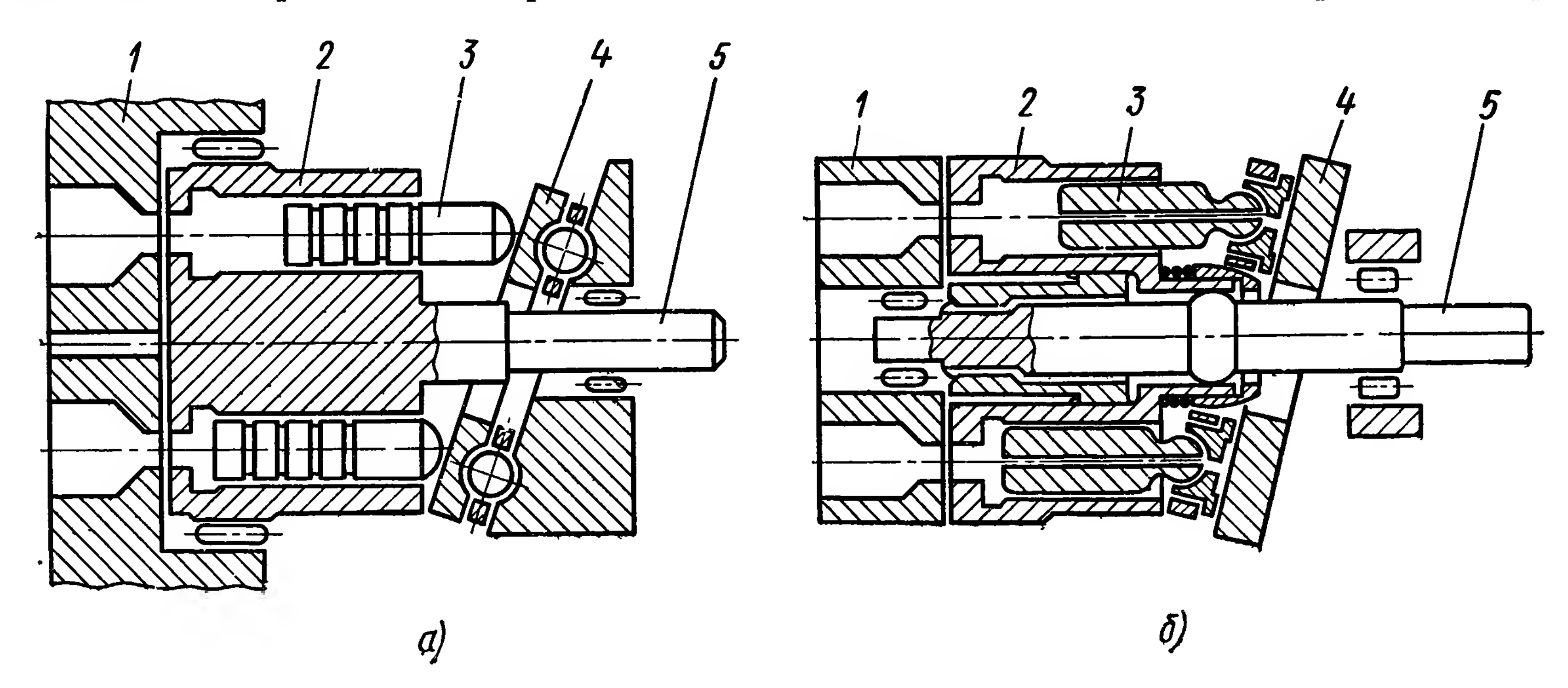


Рис. X.9. Аксиально-поршневые насосы бесшатунного типа:

а — с опорным подшипником; *б* — с гидростатическими опорами

в этих уравнениях M заменяется на усилие P, w — на активную площадь $F_{акт}$, а Ω — на линейную скорость v.

В насосах бесшатунного типа, получивших в последнее время распространение из-за малых габаритных размеров (рис. X.9, *а* и *б*), рабочий объем определяется выражением

$$q = FD'_{разн} z \operatorname{tg} \gamma_{max}, \quad (X.31)$$

в котором по сравнению с равенством (X.26) величина $D_{разн}$ заменена на диаметр окружности осей цилиндров в блоке, а $\sin \gamma_{max}$ на $\operatorname{tg} \gamma_{max}$. Конструкция с точечным касанием головок поршней (рис. X.9, *а*) более герметична, но имеет значительные механические потери. Конструкция с гидростатической разгрузкой (рис. X.9, *б*) при тех же суммарных потерях имеет меньшие механические потери.

Поскольку рассматриваемые гидромашины обратимы, то обычно нерегулируемые гидромоторы выпускаются в виде мотор-насосов, один из мотор-насосов типа МНА с малым рабочим объемом показан на рис. X.10. Он представляет собой аксиально-поршневую гидромашину с наклонной шайбой для рабочих объемов q = 16, 25, 40, 63, 100 и 125 см^3/об; при других значениях q конструкция мотор-насоса выполняется по другим конструктивным схемам. Такой тип гидро-

машин получает в последнее время наибольшее распространение, поскольку может быть реализован с незначительным моментом инерции вращающихся деталей.

Мотор-насосы типа НА выпускаются со следующими величинами рабочих объемов 4; 6,3; 10; 16; 25; 40; 63; 100; 125; 160; 200; 400 см³/об при давлениях 200—250 кГ/см². Такие гидромашины работают при температуре окружающей среды $-40 \leqslant t^\circ C \leqslant +60^\circ C$ на чистых минеральных маслах со степенью фильтрации 25 мк, однако зарубежные фирмы-изготовители аналогичного оборудования настоятельно

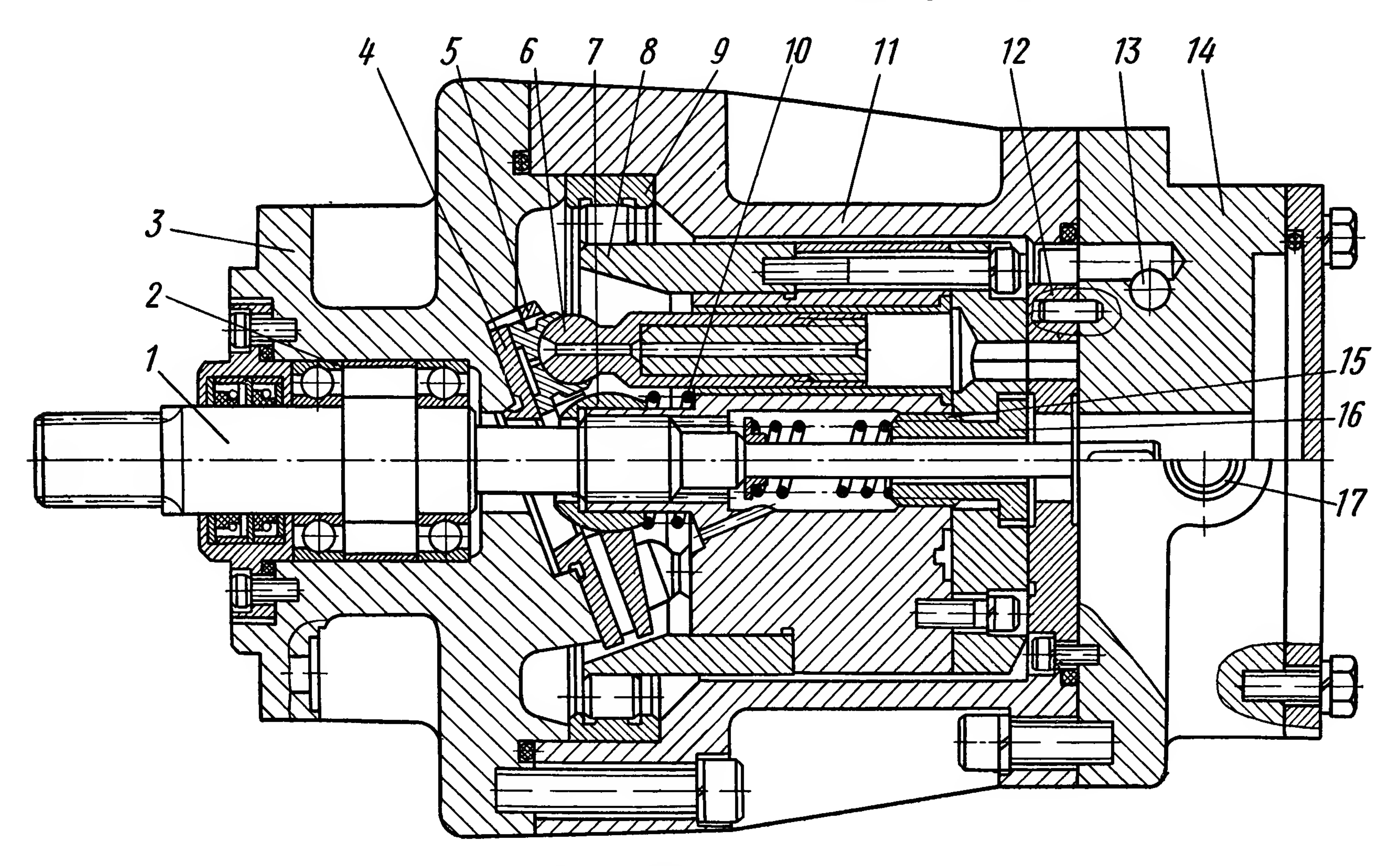


Рис. X.10. Конструкция мотор-насосов с рабочими объемами $q = 16$; 25; 40; 63; 100 и 125 см³/об

рекомендуют 10 мк, гарантируя в этом случае достаточно большой ресурс.

Номинальная частота вращения вала мотор-насосов 1500 об/мин, кроме самого большого размера, который работает с частотой вращения 960 об/мин.

В литом корпусе *11* с крышками *3* и *14* вращается блок цилиндров, входящий в состав самоустанавливающегося ротора *8*, опирающегося на роликовый подшипник *9*. Блок цилиндров прижимается к торцовому распределителю *12* при помощи толкателя *16* и пружины *15* (для мотор-насосов с рабочими объемами $q = 100$ и 125 см³/об создание прижимающего усилия обеспечивается при помощи гидростатического плунжера).

Перемещение поршней *6* с гидростатической разгрузкой сферических головок осуществляется пружиной *10*, воздействующей через сферу *7* на диск-сепаратор *5* (использование такой детали обеспечивает принудительное выдвижение поршней в процессе всасывания при работе гидромашины в качестве насоса, т. е. происходит самовсасывание).

Ход поршней фиксируется положением упорного диска *4* (наклонной шайбы). Вращение блока цилиндров передается валу *1*, опирающемуся на два радиально-упорных подшипника *2*. Подача и прием рабочей жидкости осуществляются через каналы *13* и *17*.

Ресурс мотор-насосов типа НА — 3000 ч, уровень шума — 92 дБ (для мотор-насосов с рабочими объемами $q = 4$; 6,3 см^3/об — 87 дБ). Момент инерции вращающихся масс зависит от размера гидромашины. Так, для образцов с рабочими объемами $q = 4$; 6,3 и 10 см^3/об значения моментов инерции $J = 0{,}3468 \cdot 10^{-4}$; $0{,}3468 \cdot 10^{-4}$ и $0{,}706 \times \times 10^{-4}$ кГ·м·с^2 соответственно. Для мотор-насосов с рабочими объемами $q = 16$; 25; 40; 63; 100 и 125 значения $J = 0{,}236 \cdot 10^{-3}$;

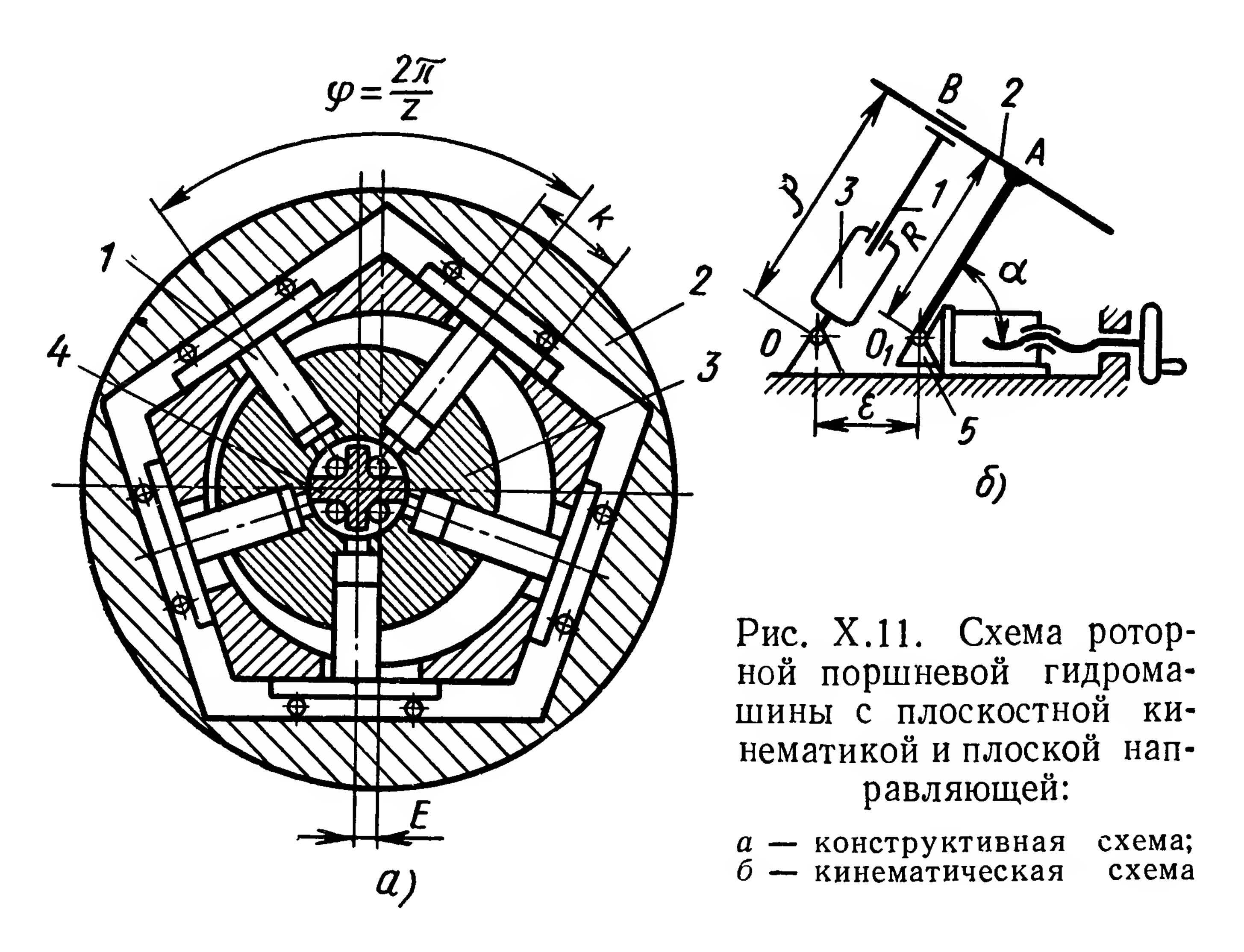


Рис. X.11. Схема роторной поршневой гидромашины с плоскостной кинематикой и плоской направляющей:

а — конструктивная схема; *б* — кинематическая схема

$0{,}242 \cdot 10^{-3}$; $1{,}44 \cdot 10^{-3}$; $1{,}49 \cdot 10^{-3}$; $8{,}409 \cdot 10^{-3}$; $8{,}409 \cdot 10^{-3}$ соответственно. Для образцов с рабочими объемами $q = 160$; 200 и 400 значения $J = 1{,}045 \cdot 10^{-2}$; $1{,}045 \cdot 10^{-2}$ и $1{,}692 \cdot 10^{-2}$ соответственно.

Более высоким значением момента инерции обладают роторные поршневые насосы с плоскостной кинематикой.

Такие гидромашины применяются в гидроприводах, не требующих большой динамической точности и работающих со сравнительно малыми ускорениями объекта регулирования. Причиной распространения таких гидромоторов является относительная простота конструкции, высокая надежность и большой ресурс.

Низкооборотные гидродвигатели (модификация этих гидромашин) в последнее время получили большое распространение из-за возможности в некоторых случаях работать с непосредственным соединением (без редуктора) исполнительного двигателя с объектом регулирования. Такое свойство особенно важно для многих устройств мобильных машин.

Схема гидромашины с плоской направляющей показана на рис. X.11. Поршни *1* совершают в блоке цилиндров *3* возвратно-поступательное

движение из-за того, что ведущее звено *2* вращается около центра O', сдвинутого на величину ε относительно оси вращения водителя. Отверстия в распределительной оси *4* соединены с приемным и отдающим патрубками.

Ход поршня в цилиндре составляет 2ε и поэтому рабочий объем изменяется пропорционально ε при помощи механизма *5*:

$$q = 2\varepsilon F z = 2e\varepsilon_{\max} F z; \tag{X.32}$$

параметр регулирования

$$e = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_{\max}}.$$

Координата относительного перемещения поршня в цилиндре, скорость и ускорение при $\varepsilon = \mathrm{const}$ (рис. X.12) определяются выражениями $x = \rho_{\max} - \rho = \varepsilon(1 - \cos\Omega t)$; $\dot{x} = \varepsilon\Omega \sin\Omega t$ и $\ddot{x} = \varepsilon\Omega^2 \cos\Omega t$. Поэтому геометрическая подача (без учета утечек и деформаций)

$$Q_{\text{г}1} = e\varepsilon_{\max}\Omega_1 F \sum_{i=1}^{n} \sin\alpha_i, \tag{X.33}$$

где n — число поршней, одновременно участвующих в подаче;

α_i — угол наклона оси i-го поршня.

Подробный анализ работы такой гидромашины приведен в монографии [4].

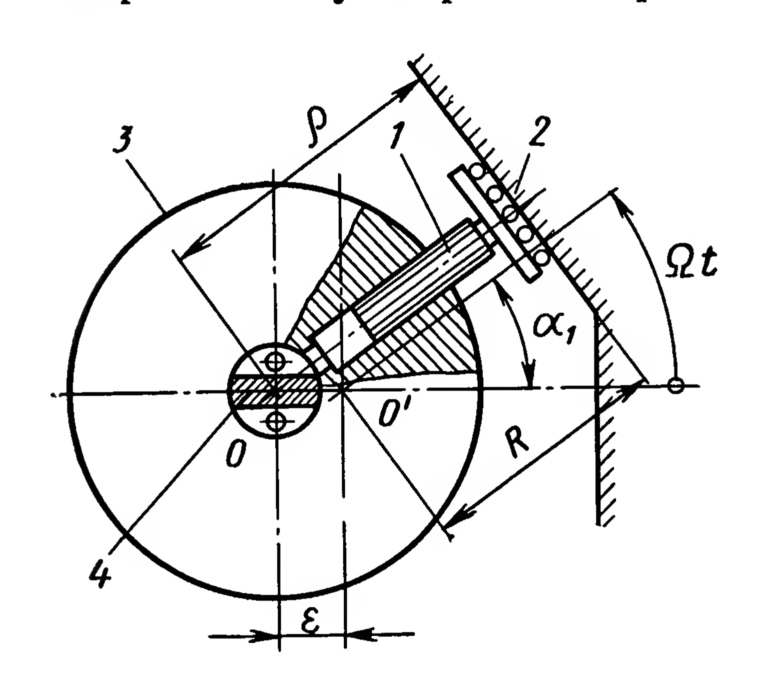


Рис. X.12. Кинематическая схема перемещения поршня:

1 — поршень; *2* — водитель; *3* — ротор; *4* — ось-распределитель

Поршневые гидромашины с плоскостной кинематикой выполняются с точечным касанием сферических головок поршней о направляющую [4] (рис. X.13). К вращающемуся ротору *1* прижимается неподвижный распределитель *2* с дренажным каналом *3* и поджимающим устройством (стаканы *4*, нагружаемые гидростатическим давлением и натягом пружины *5*). Фиксация распределителя осуществляется шпильками *6* и кольцевым упругим замком *7*.

Статическая характеристика гидропривода с двумя регулируемыми гидромашинами без учета потерь при работе на постоянном (наибольшем) перепаде давления жидкости и постоянной скорости насоса показана на рис. X.14. В зоне A и A' скоростью гидромотора управляют посредством изменения значения параметра регулирования насоса — $1 \leqslant e_1 \leqslant +1$; гидромотор работает при $e_2 = +1$. В зонах B и B' при $e_1 = +1$ параметр регулирования e_2 меняется, причем $\Omega_2 = \frac{w_1}{w_2}\Omega_1\frac{1}{e_2}$, $M_2 = e_2 w_2 \Delta p \equiv w_1 \Omega_1 \Delta p \frac{1}{\Omega_2}$. Поскольку $\Omega_1 = \mathrm{const}$, то линия $M_{\text{г}1}$ одновременно соответствует мощности на входе и выходе гидропривода, поскольку рассматривается система без потерь.

При учете механических потерь момент на валу гидромотора M_2 уменьшается по сравнению с $M_{\text{г}2}$ ($a'\delta'b'$ вместо $a\delta b$ на рис. X.15),

а для насоса M_1 увеличится ($o'g'h'$ вместо ogh). Утечки в соответствии со значением перепада давления Δp и давления подпитки $p_п$ уменьшают Ω_2, причем $Q_у = w_2\Omega_3$, где Ω_3 потерянная из-за утечек скорость гидромотора. Если на рис. X.15 построить $Q_у(\Delta p)$ (кривая

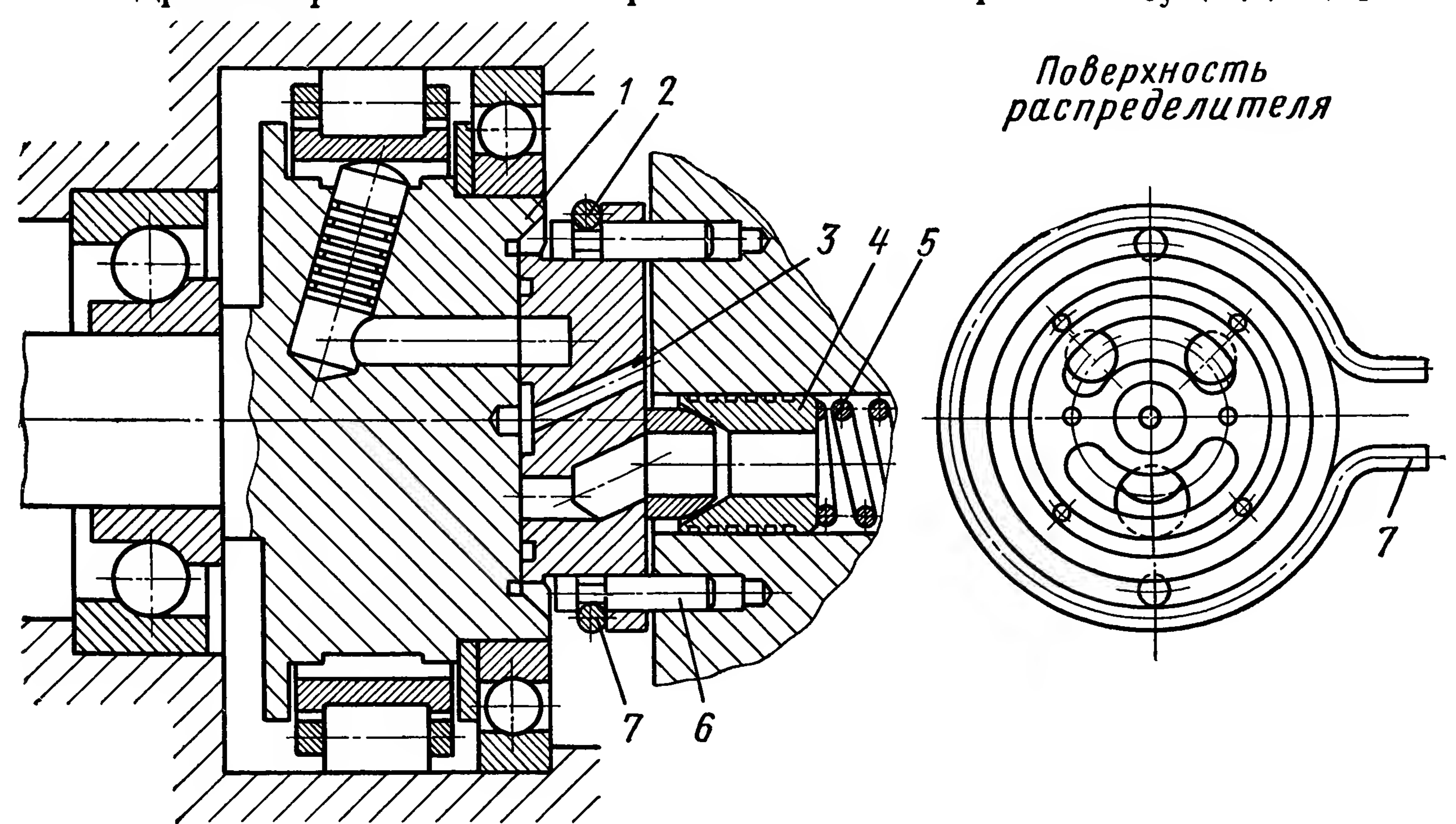


Рис. X.13. Гидромашина с торцовым распределением

od') так, чтобы Ω_2 и Ω_3 изображались в одинаковых масштабах (w_2 — масштабный множитель при пересчете $Q_у$ в Ω_3, а $w_2\eta_{м2}$ — масштабный множитель при пересчете Δp в M_2), то переносом кривой od' в положение $b\delta''$ и кривой $\delta'b'$ в положение $\delta''b''$ (рис. X.15) получим

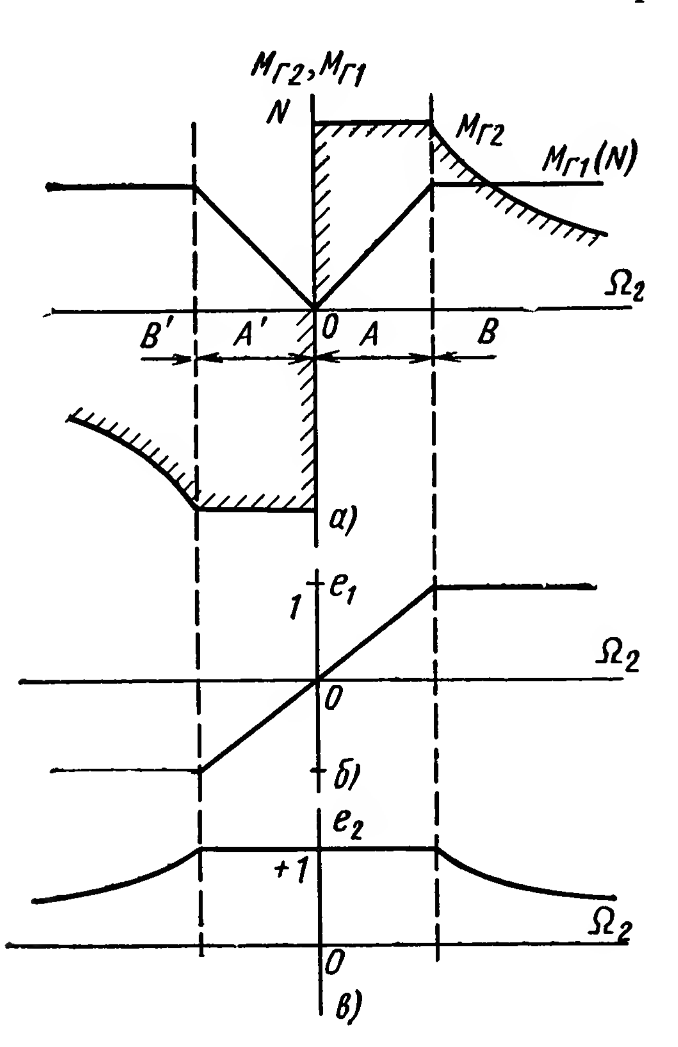


Рис. X.14. Статические характеристики гидропривода с двумя регулируемыми гидромашинами при отсутствии потерь:

а — характеристики моментов; *б* — закон регулирования насоса; *в* — закон регулирования гидромотора

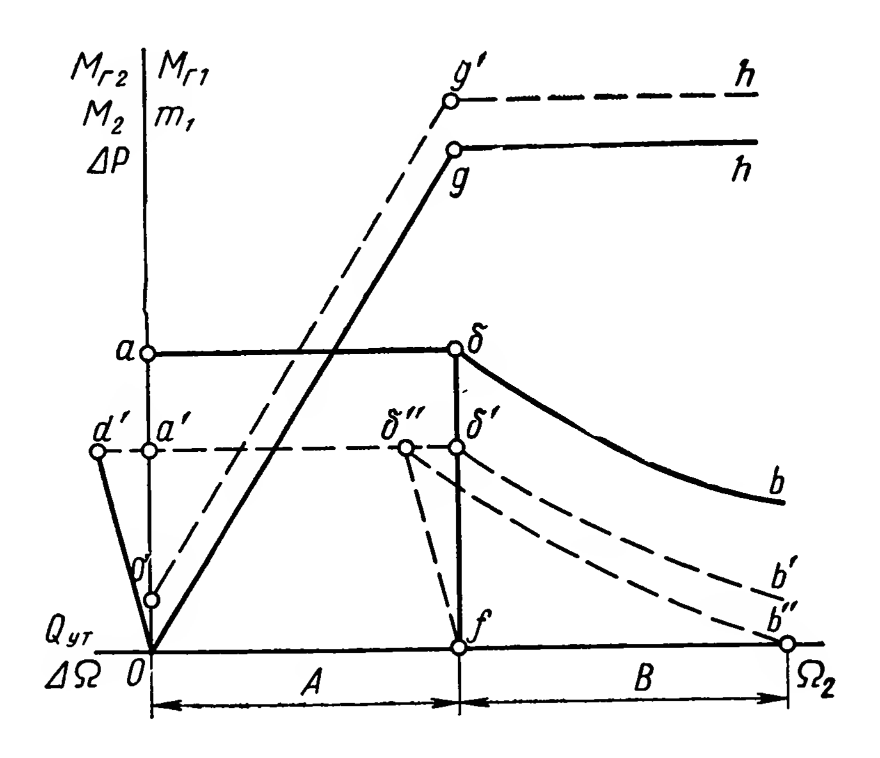


Рис. X.15. Статические характеристики гидропривода с двумя регулируемыми гидромашинами с учетом потерь

закономерность изменения M_2 от Ω_2 в форме кривой $a'\delta''b''$ наибольшее возможное значение $\Omega_{2max} = ob''$ при работе гидромотора без самоторможения, а значение момента при меньших значениях перепада Δp будут получаться аналогичным построением с соответствующим уменьшением ординат.

При использовании приводного двигателя ограниченной мощности, например в мобильных машинах, на разных скоростях реализуется различный момент. Вместо $M_2 = \text{const}$ (CDE на рис. X.16, *а*) используется линия CDF, где участок DF — гипербола, соответствующая постоянной мощности двигателя $N_{дв}$. В этом случае гидромашины работают с недогрузкой в диапазоне скоростей от OK до OH, а $M_{г1}$ изображается линией OAG (заштриховано на рис. X.16, *а*). Номинальная (установочная) мощность гидромашин $N_у$ определяется положением точки E, а реализуемая — мощностью двигателя $N_{дв}$, причем отношение $N_у : N_{дв}$ определяется силовым диапазоном, т. е. $M_{2max} : M_{2min}$ [4].

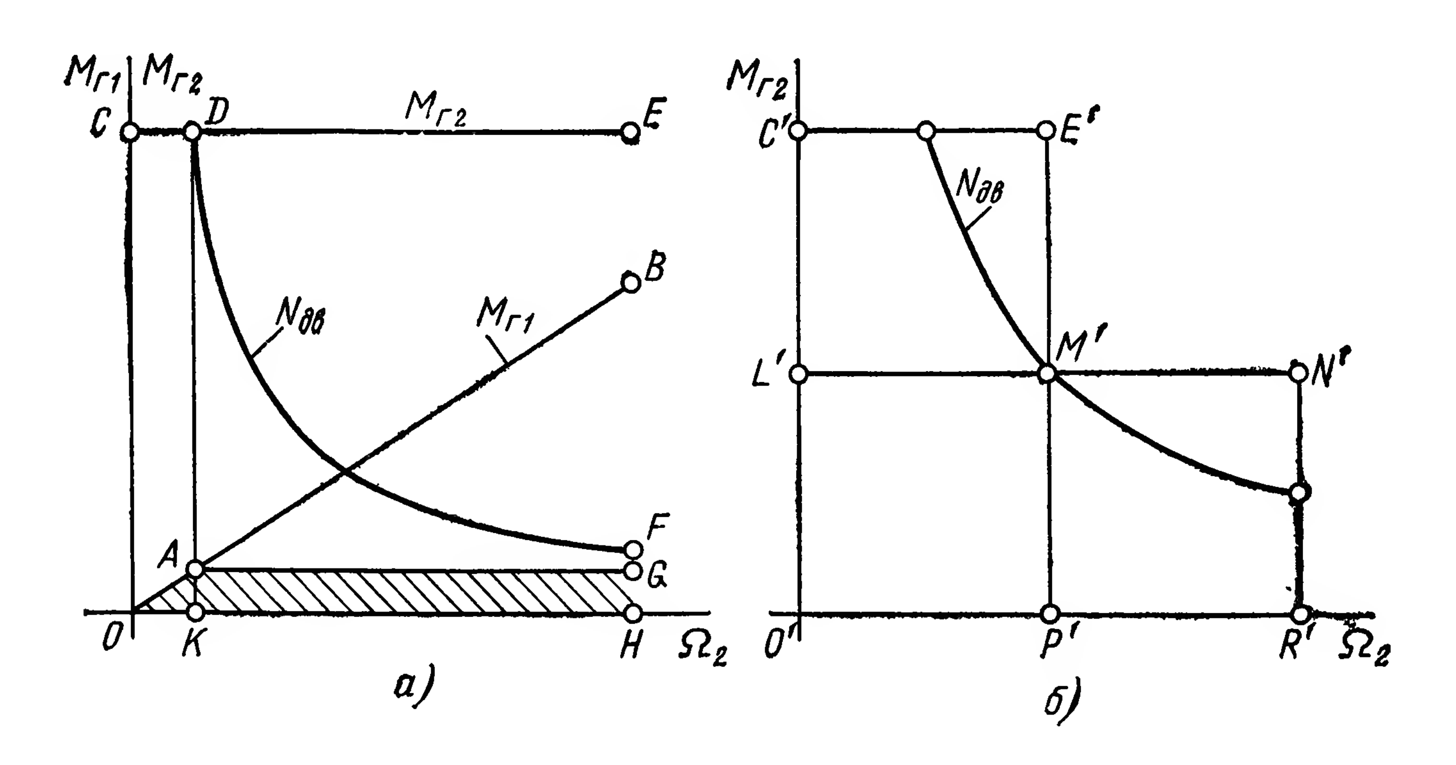


Рис. X.16. Статические характеристики гидропривода с насосом переменной производительности при ограниченной мощности двигателя:

а — однодвигательный привод; *б* — двухдвигательный привод

При работе на нагрузку двумя гидромоторами с возможностью переключения с параллельного соединения на последовательное можно существенно уменьшить отношение $N_у : N_д$ (положение точек E' и N' относительно M' на рис. X.16, *б*). При параллельном включении гидромоторов от одного насоса развиваемый момент определяется горизонталью $C'E'$, а диапазон скоростей отрезком $O'P'$. При последовательном включении гидромоторов развиваемый момент будет изображаться отрезком $L'M'N'$, а диапазон скоростей отрезком $O'R'$. Кривая, проходящая через точку M', является гиперболой, изображающей постоянную мощность приводного двигателя.

Используя большее число гидромоторов, включенных в разных комбинациях и работающих на общую нагрузку, можно обеспечить лучшее приближение $N_у N_д^{-1}$ к единице, соответственно уменьшая габаритные размеры и массу гидропривода [13].

4. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГИДРОПРИВОДА

Динамические характеристики гидропривода, составленного из насоса переменной производительности, гидромотора постоянной производительности, приводного двигателя, обеспечивающего постоянную часть вращения, и объекта регулирования, определяются уравнениями расхода и нагрузки соответственно:

$$w_1\Omega_1 e = w\Omega_2 + L_y\Delta p + \frac{V}{\varkappa}\Delta\dot{p}; \qquad (X.34)$$

$$w\Delta p = J\dot{\Omega}_2 + h\Omega_2 + c\theta + f + M_в, \qquad (X.35)$$

где $L_у\Delta p$ — расход утечек;
$L_у$ — коэффициент утечек;
V — объем рабочей жидкости, деформируемый при изменении перепада давления Δp;
$w\Delta p$ — индикаторный момент гидромотора;
J — момент инерционной нагрузки, приведенный к гидромотору вместе с моментами инерции всех движущихся частей;
h — коэффициент активного сопротивления;
c — коэффициент упругости в нагрузке (произведение $c\theta$ называется шарнирным моментом);
θ — угол поворота вала гидромотора;
f — нелинейный момент сопротивления, включая сухое трение;
$M_в$ — возмущающее воздействие.

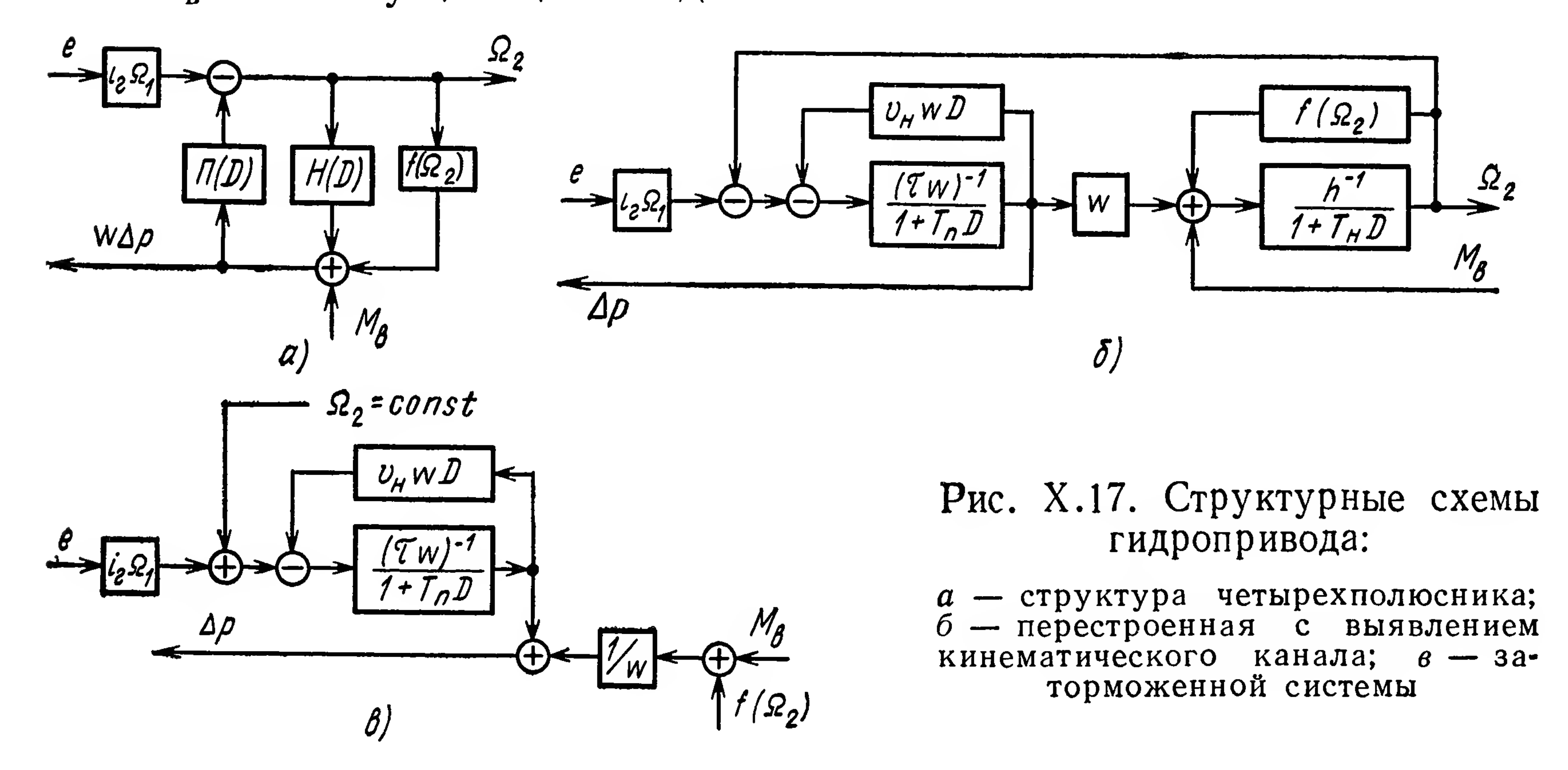


Рис. X.17. Структурные схемы гидропривода:

а — структура четырехполюсника; *б* — перестроенная с выявлением кинематического канала; *в* — заторможенной системы

В гидроприводе две координаты входа (их структурные схемы показаны на рис. X.17): безразмерная управляющая координата e и внешнее возмущающее воздействие $M_в$, а также две координаты выхода: угол поворота вала гидромотора θ (если $c \neq 0$) или его скорость Ω (если $c = 0$) и индикаторный момент $w\Delta p$.

Уравнения связи (X.34) и (X.35) удобно записывать в операторной форме

$$\Omega_2 = П(D)\, w\Delta p = i_г\Omega_1 e; \qquad (X.36)$$

$$w\Delta p - H(D)\,\Omega_2 = M_в + f. \qquad (X.37)$$

В наиболее общем случае, включая режимы работы с жидкостью, содержащей газо-воздушную составляющую и поэтому сопровождаемые существенными релаксационными эффектами, в этих уравнениях оператор потерь имеет вид

$$\Pi(D)=\tau+\vartheta D+\nu D^2, \qquad (X.38)$$

а оператор нагрузки при существовании упругого (позиционного) сопротивления будет

$$H(D)=h+JD+cD^{-1}, \qquad (X.39)$$

где $\tau\equiv\frac{L_y}{w^2}$, $\vartheta\equiv\frac{V}{\varkappa w^2}$, $i_{\text{г}}=\frac{w_1}{w_2}$, а ν — коэффициент, учитывающий эффект релаксации рабочей жидкости и шлангов (см. § 2 настоящей главы). Обычно фрикционную нелинейность $f(\Omega_2)$ относят к возмущающему воздействию, а зависимость $\varkappa$ от давления (значит, и от перепада давлений) учитывают при помощи переменной составляющей упругих свойств гидропривода $\vartheta_{\text{н}}=\vartheta-\vartheta_0\geqslant 0$, где $\vartheta_0=\text{const}$ — постоянная составляющая упругих свойств гидропривода.

Особенно значителен эффект релаксации при прохождении пузырька через насос, поднимающий давление до 200—250 кГ/см². В этом случае температура газовоздушной составляющей в пузырьке может подняться до 1500° С и требует конечный промежуток времени для установления термодинамического равновесия. Если при такой высокой температуре происходит эффект местного (локального) взрыва соответствующих горючих составляющих газа (дизель-эффект), то время установления термодинамического равновесия возрастает еще больше.

Коэффициенты операторов $\Pi(D)$ и $H(D)$ могут рассматриваться в форме выражений:

$$\tau\equiv\frac{\partial\Omega_2}{\partial(w\Delta p)};\quad \vartheta\equiv\frac{\partial\Omega_2}{\partial(w\Delta\dot{p})};\quad h\equiv\frac{\partial(w\Delta p)}{\partial\Omega_2};\quad J\equiv\frac{\partial(w\Delta p)}{\partial\dot{\Omega}_2}\ \text{и т. д.}$$

При проведении расчетов частотными методами в ряде случаев при анализе систем удобно пользоваться выражениями:

$\frac{\vartheta_0}{\tau}\equiv T_{\text{п}}$ — постоянная времени оператора потерь;

$\frac{J}{h}\equiv T_{\text{н}}$ — постоянная времени оператора нагрузки (рис. X.17, *б*).

Значение $T_{\text{н}}$ обычно колеблется в пределах от 1 до 10 с, причем большее значение соответствует нормальной инерционной нагрузке при отсутствии заметных активных сопротивлений. Наименьшее значение $T_{\text{н}}$ будет иметь при малой инерционной нагрузке, большом числе опор и значительных активных сопротивлениях, например при приведении в движение устройств, погруженных в жидкость.

Коэффициент упругости ϑ вычисляют по значениям $\varkappa_{\text{п}}$ и объему жидкости, деформируемой при изменении Δp. Значение коэффициента τ обычно вычисляют исходя из предположения о том, что утечки в системе на номинальном давлении составляют 3%.

Момент инерции имеет две составляющие: $J_{\text{д}}+i_{\text{р}}^2 J_{\text{н}}$, где $J_{\text{д}}$ — момент инерции движущихся частей гидродвигателя, соответствующих деталей редуктора и всех вращающихся соединительных частей редук-

тора с гидродвигателем; $J_н$ — момент инерции объекта регулирования и соответствующих частей редуктора; $i_р$ — передаточное отношение редуктора — отношение угловой скорости объекта регулирования к скорости гидродвигателя (обычно $i_р < 1$).

При работе гидропривода на инерционную нагрузку через редуктор с передаточным отношением i выражение ускорения нагрузки будет $\ddot{\theta}_н = \frac{iM_д}{J_д + i^2 J_н}$, где $\theta_н$ — угол поворота объекта регулирования (нагрузки) и $M_д$ — момент, развиваемый гидродвигателем. Наибольшее ускорение инерционной нагрузки $\ddot{\theta}_н^*$ будет при $i = i^* = \sqrt{\frac{J_д}{J_н}}$ и тогда

$$\ddot{\theta}_н^* = \frac{M_д}{2\sqrt{J_д J_н}}.$$

При $J_н \to 0$ последнее выражение не используется, так как при этом $i = i^* \to \infty$ (в действительности при установке любого редуктора $J_н \neq 0$).

Если $i \neq i^*$, то значение ускорения уменьшается $\ddot{\theta}_н < \ddot{\theta}_н^*$ и определяется выражением

$$\ddot{\theta}_н = \frac{M_д}{\sqrt{J_д J_н}} \Lambda(\bar{i}), \tag{X.40}$$

где $\theta_н$ — угол поворота нагрузки;
$M_д$ — момент, развиваемый гидродвигателем;
$\Lambda_{(\bar{i})}$ — функция режима [14];

$$\Lambda(\bar{i}) = \frac{2\bar{i}}{1 + \bar{i}^2}, \tag{X.41}$$

где $\bar{i} = i_p \sqrt{\frac{J_н}{J_д}}$.

Максимальное значение ускорения инерционной нагрузки достигается при обращении аргумента $\bar{i}$ функции режима в единицу, т. е. при $J_д = J_н$, когда $(\ddot{\theta}_н)_{max} = \frac{M_д}{2\sqrt{J_д J_н}} = \frac{M_д}{2J_д}$.

При выборе исполнительного двигателя для заданной системы преимущество имеет тот, у которого $\frac{M_д}{J_д}$ имеет наибольшее значение. При проектировании системы, когда еще не выбрано значение $i_р$, пользуются величиной $\frac{M_д}{\sqrt{J_д}}$, поскольку на всех звеньях кинематической цепи вне зависимости от значения $i_р$ отношение $M_{пр} = M_д i_р^{-1}$ к $\sqrt{J_{пр}} = i_р \sqrt{J_д}$ будет одним и тем же и равным $\frac{M_д}{\sqrt{J_д}}$.

При оценке и сравнении серии исполнительных двигателей пользуются величиной приемистости

$$П = \sqrt{\frac{M_д}{J_д \Omega_{дв}}}, \tag{X.42}$$

которая пропорциональна ускорению инерционной нагрузки ($\Omega_{дв}$ — номинальная угловая скорость двигателя).

Поскольку у большинства гидромоторов $J_д = \bar{J}_д w_2 \sqrt[3]{w_2}$, где $\bar{J}_д \approx \text{const}$, $\Omega_{дв}\sqrt[3]{w_2} \approx \text{const}$ — (коэффициент угловой скорости), а $M_2 = w_2 \Delta p \eta_{м2}$, то $\Pi \approx \text{const}\sqrt{\Delta p}$. Поэтому при прочих равных условиях форсирование значения Δp позволяет получать большее ускорение инерционной нагрузки. Гидромоторы обладают приемистостью примерно на порядок большей, чем электрические исполнительные двигатели [1].

Нелинейности $f(\Omega_2)$ и $\vartheta_н(p)$ существенно влияют на качество работы гидропривода на нижнем пределе диапазона регулирования. Они могут приводить к возникновению автоколебаний при движении объекта регулирования с малой (так называемой ползучей) скоростью, к возникновению скачкообразного резонанса, субгармонических колебаний и даже к периодическим неравновесным остановам [12].

Из-за существования зоны нечувствительности при управляющих сигналах $e = \text{const}$, меняющихся в ограниченном диапазоне, возможно возникновение такого режима работы, когда $\Omega \equiv 0$. В этом случае структурная схема вырождается (см. рис. X.16, *в*), исчезает обратная связь, что и приводит к неравновесным периодическим остановам гидродвигателя.

При передаче через гидропривод достаточно больших управляющих сигналов, когда $f \ll M_в$, $f \ll w\Delta p$ и $\vartheta_н \ll \vartheta_0$, уравнения (X.36) и (X.37) соответствуют линейной системе. В этом случае после преобразований из них можно найти следующие уравнения:

$$[1 + \Pi(D) H(D)] \Omega_2(t) = i_г \Omega_1 e(t) - \Pi(D) M_в(t); \tag{X.43}$$

$$[1 + \Pi(D) H(D)] m(t) = i_г \Omega_1 H(D) e(t) + M_в(t), \tag{X.44}$$

где для сокращения $w\Delta p$ обозначено через m — индикаторный момент.

Характеристическое уравнение гидропривода

$$1 + \Pi(D) H(D) = 0. \tag{X.45}$$

При постоянном давлении в одной из магистралей гидропривода или одинаковых значениях $\varkappa_п$ в обоих из них, а также при использовании в тех же условиях гидроцилиндра вместо гидромотора в случае размещения поршня в среднем положении, операторы потерь и нагрузки в изображениях будут

$$\Pi(s) = \tau + \vartheta(s) \quad \text{и} \quad H(s) = h + Js,$$

где $\vartheta = \vartheta_0$, поскольку $\vartheta_н \to 0$. С учетом этого характеристическое уравнение принимает вид

$$T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1 = 0, \tag{X.46}$$

причем постоянная времени

$$T = \sqrt{\frac{\vartheta J}{1 + \tau h}}, \tag{X.47}$$

коэффициент демпфирования

$$\zeta = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\vartheta J}{1 + \tau h}}\left(\frac{\tau}{\vartheta} + \frac{h}{J}\right) = \frac{1}{2} T \left(T_п^{-1} + T_н^{-1}\right), \tag{X.48}$$

коэффициент затухания, определяющий наибольшее возможное значение коэффициента усиления при замыкании гидропривода отрицательной единичной обратной связью,

$$\delta_{\text{г}}=\frac{\zeta}{T}=\frac{1}{2}\left(\frac{\tau}{\vartheta}+\frac{h}{J}\right)=\frac{1}{2}\left(T_{\text{п}}^{-1}+T_{\text{н}}^{-1}\right) \tag{X.49}$$

и выражение

$$2\zeta T=\frac{\vartheta J}{1+\tau h}\left(\frac{\tau}{\vartheta}+\frac{h}{J}\right)=T^2\left(T_{\text{п}}^{-1}+T_{\text{н}}^{-1}\right). \tag{X.50}$$

Колебательность гидропривода зависит от соотношения постоянных времени $T_{\text{п}}$ и $T_{\text{н}}$. Когда эти постоянные времени одинаковы, то значение ζ становится наименьшим. Так, уравнение (X.48) может иметь форму

$$\zeta=\frac{1}{2}\sqrt{\frac{\tau h}{1+\tau h}}\left(\sqrt{\frac{\tau J}{h\vartheta}}+\sqrt{\frac{hJ}{\tau J}}\right)=\frac{1}{2}\sqrt{\frac{\tau h}{1+\tau h}}\left(\sqrt{\frac{T_{\text{н}}}{T_{\text{п}}}}+\sqrt{\frac{T_{\text{п}}}{T_{\text{н}}}}\right).$$

Безразмерное число

$$\sqrt{\overline{T}}=\sqrt{\frac{T_{\text{н}}}{T_{\text{п}}}}=\sqrt{\frac{\tau J}{h\vartheta}} \tag{X.51}$$

определяет режим работы гидропривода, причем коэффициент демпфирования можно представить в виде

$$\zeta=\zeta_m\Lambda^{-1}\left(\sqrt{\overline{T}}\right),$$

где $\zeta_{\text{м}}=\sqrt{\frac{\tau h}{1+\tau h}}$, а $\Lambda\left(\sqrt{\overline{T}}\right)=\frac{2\sqrt{\overline{T}}}{1+\overline{T}}$ — функция режима [см. равенство (X.41)]. Следовательно, наименьшее значение коэффициента демгфирования $\zeta=\zeta_m\sqrt{\frac{\tau h}{1+\tau h}}$ будет иметь место при $T_{\text{п}}=T_{\text{н}}$, и чем больше эти постоянные времени будут отличаться друг от друга, тем большим будет значение ζ. Однако при этом изменяется и $T^2=\zeta_m^2 T_{\text{н}} T_{\text{п}}$. Поэтому наибольшее возможное значение коэффициента затухания определяется выражением

$$\delta_{\text{г}m}=\frac{\zeta}{T}=\frac{1}{\sqrt{T_{\text{н}}T_{\text{п}}}}. \tag{X.52}$$

Таким образом, в гидроприводе (рис. X.17, *а*) коэффициенты, определяющие динамические свойства системы, взаимосвязаны, так при изменении, например, значения ζ обязательно изменяется и значение T.

Помимо передачи через систему основного управляющего сигнала в форме Ω_2 (e, $M_{\text{в}}$) в ней генерируются высокочастотные колебания, возникающие при открытии рабочих полостей гидромашин вследствие процесса выравнивания давления. Коэффициент затухания этих колебаний зависит от $\delta_{\text{г}}$ и поэтому повышение быстродействия гидропривода сопровождается увеличением различного рода сопутствующих помех, а также требует выбора исполнительного двигателя с большим рабочим объемом. Обычно применяемый в гидросистемах прием уменьшения амплитуды высокочастотных колебаний давления установом

гасителя, уменьшающего жесткость линии (например, установка аккумулятора) в гидроприводе, являющемся колебательной системой, может привести к обратному эффекту. Это возможно в том случае, когда в выражении (X.51) $\sqrt{T} \to 1$.

При эксплуатации, например при запуске в условиях низкой температуры, три параметра существенно изменяются: τ уменьшается, поскольку из-за возрастания вязкости уменьшаются утечки; h — увеличивается и притом существенно по той же причине; ϑ — уменьшается, так как при уменьшении температуры значение $\varkappa$ возрастает. Следовательно, физические свойства жидкости определяют изменение трех из четырех основных параметров, от которых зависят динамические характеристики гидропривода. Из-за указанных обстоятельств при исследовании динамики рабочие жидкости рассматривают в качестве существенного элемента гидропривода [6].

Уравнения (X.43) и (X.44) после применения преобразования по Лапласу будут:

$$(T^2s^2+2\zeta Ts+1)\,\Omega(s)=ke(s)-k_{\text{м}}(1+T_{\text{п}}s)\,M_{\text{в}}(s), \qquad (X.53)$$

$$(T^2s^2+2\zeta Ts+1)\,\Delta p=k_{\text{р}}M_{\text{в}}(s)+k_{\text{м}}(1+T_{\text{н}}s)\,e(s), \qquad (X.54)$$

где $k=\dfrac{i_{\text{г}}\Omega_1}{1+\tau h}$, $k_{\text{м}}=\dfrac{\tau}{1+\tau h}$, $k_{\text{р}}=\dfrac{1}{w(1+\tau h)}$, $k_m=\dfrac{hi_{\text{г}}\Omega_1}{w(1+\tau h)}$.

Эти уравнения позволяют получить соответствующие передаточные функции.

При оценке работы гидропривода в различных условиях следует иметь в виду, что экспериментально определяемая величина коэффициента герметичности τ на самом деле учитывает не только утечки и перетечки рабочей жидкости, но и ее деформацию при входе или выходе из рабочего объема гидромашины. Поэтому изменение содержания фазы Г или по каким-либо иным причинам изменение неизбежно меняет не только значение $\varkappa$, но и ϑ, τ.

При отработке гидроприводом гармонического сигнала и значительной статической нагрузке деформация жидкости происходит только в одной магистрали и поэтому при определении $\vartheta=\dfrac{V}{w^2\varkappa_{\text{п}}}$ величина V учитывает объем жидкости только в одной магистрали. В этом случае закономерности изменения давлений в магистралях $p_{\text{а}}$ и $p_{\text{б}}=p_{\text{п}}$ и перепада давления $\Delta p=p_{\text{а}}-p_{\text{б}}$ соответственно изображаются кривыми *1*, *2* и *3* на рис. X.18. При внезапном сбросе статической нагрузки величина $\frac{1}{2}(p_{\text{а}}+p_{\text{б}})$ будет меняться по экспоненте *4*, поскольку

$$p_{\text{а}}+p_{\text{б}}+T_{\text{с}}\frac{d}{dt}(p_{\text{а}}+p_{\text{б}})=0,$$

где $V_{\text{г}}$ — полный объем жидкости в рабочих пространствах гидропривода;

$T_{\text{с}}=\dfrac{V_{\text{г}}}{2\varkappa_{\text{п}}L_{\text{у}}}$ — время, в течение которого $p_{\text{а}}+p_{\text{б}}$ уменьшается в e раз ($T_{\text{с}}$ — суммарная постоянная времени магистралей) [15].

Если $T_e\omega \gg 1$, то начиная с момента, когда $p_а$ или $p_б$ (кривые *5* и *6*) станут равными давлению подпитки $p_п = \text{const}$, закономерности изменения этих давлений становятся практически гармоническими (чем больше размеры подпиточных клапанов, тем меньше амплитуды более высоких гармоник).

При деформации рабочей жидкости только в одной магистрали и работе гидропривода с использованием гидроцилиндра с активной площадью A в качестве исполнительного двигателя и $h \equiv 0$ [15] имеем

$$T = \frac{1}{A}\sqrt{\frac{mV_г}{2\varkappa_п}},\quad 2\zeta T = (L_п + L_у)\frac{m}{A^2} \text{ и } \delta_г = \frac{\zeta_г}{T} = \frac{\varkappa_п}{V_г}(L_п + L_у),$$

где $L_п$ — коэффициент перетечек, определяющий расход из магистрали a в магистраль $б$;

m — масса нагрузки.

Если в рассматриваемом гидроприводе рабочая жидкость деформируется одновременно в двух магистралях, то

$$T_0 = \frac{1}{2A}\sqrt{\frac{mV_г}{\varkappa_п}},\quad 2\zeta_0 T_0 = \left(L_п + \frac{1}{2}L_у\right)\frac{m}{A^2}$$

и

$$\delta_г = \frac{\zeta_0}{T_0} = \left(L_п + \frac{1}{2}L_у\right)\frac{2\varkappa_п}{V_г}.$$

Таким образом, изменение режима работы гидропривода в $\sqrt{2}$ раз увеличивает полосу пропускания частот и уменьшает демпфирующие свойства за счет существенного уменьшения действия внешних утечек.

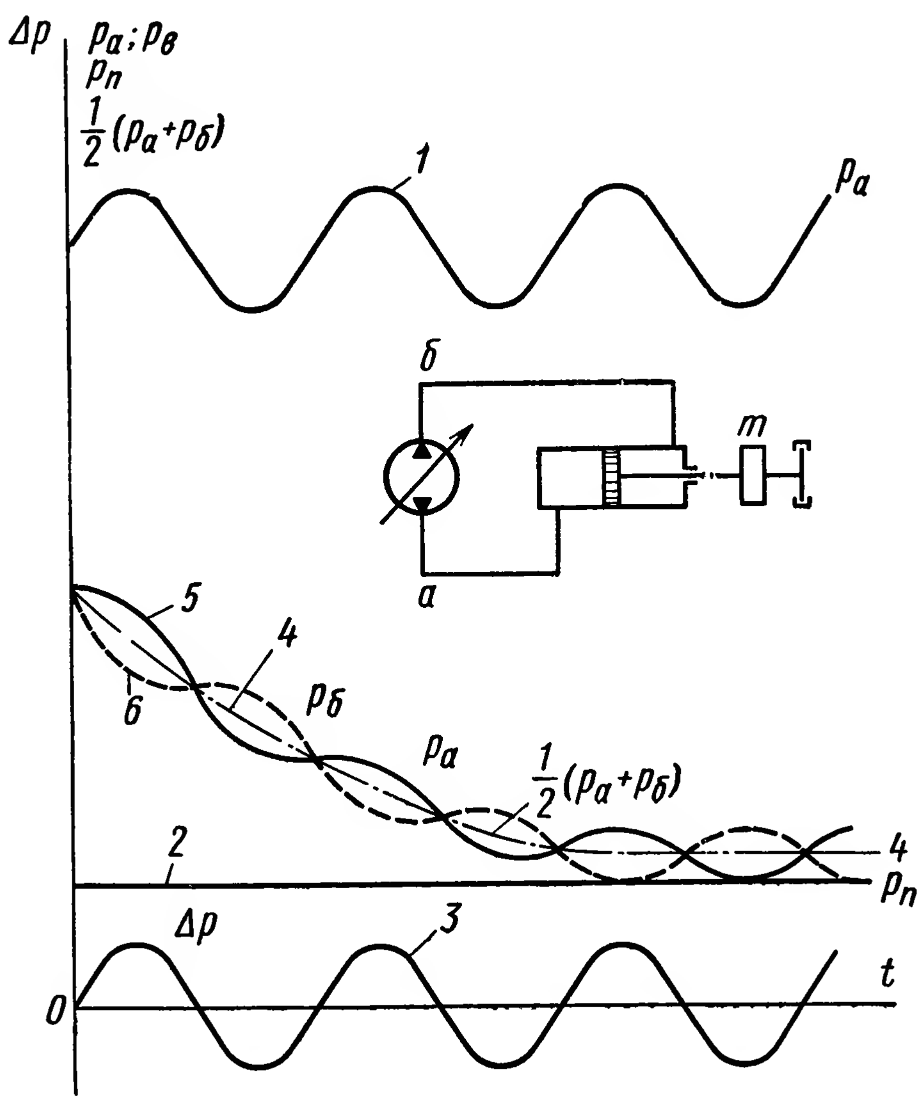


Рис. X.18. Временная характеристика гидропривода с $T_c\omega \gg 1$ при отработке гармонического сигнала

При $T_c\omega \leqslant 1$ рабочая жидкость в обеих магистралях деформируется попеременно (кривые *1* и *2* на рис. X.19) при постоянном давлении $p_п$ (кривая *3*). Для указанных условий при малых колебаниях поршня около среднего положения процесс будет описываться уравнениями

$$Ke = \dot{Z} + \frac{L_п + L_у}{A}\Delta p + \frac{V_г}{2\varkappa_п A}\Delta\dot{p} + \left(\frac{L_у}{A}p_п + \frac{1}{\varkappa_п}Z\Delta\dot{p}\right)\operatorname{sign}\Delta p, \qquad (X.55)$$

где Z — отклонение поршня от среднего положения $K = \frac{w_1}{A}\Omega_1$.

При отработке гармонического сигнала такой амплитуды, при которой в последнем уравнении можно пренебречь величиной члена $\frac{L_у}{A}p_п$, возникают скачкообразные резонансы и субгармонические колебания [15]. При $1 < T_c\omega \to 1$ возникает целая серия промежуточных режи-

мов работы, так же как и при различных нецентральных положениях поршня.

Обычно гидропривод рассматривают в предположении $\Omega_1 = \mathrm{const}$, что возможно лишь при источнике питания бесконечно большой мощности. В противном случае изменение нагрузки неизбежно влияет на угловую скорость вала насоса Ω_1. Используемые уравнения (X.43) и (X.44) удобны для описания основной части существующих преобразователей энергии. Применяя их, получим структурную схему последовательного соединения двух каскадов преобразователей энергии — источника питания и гидропривода (рис. X.20).

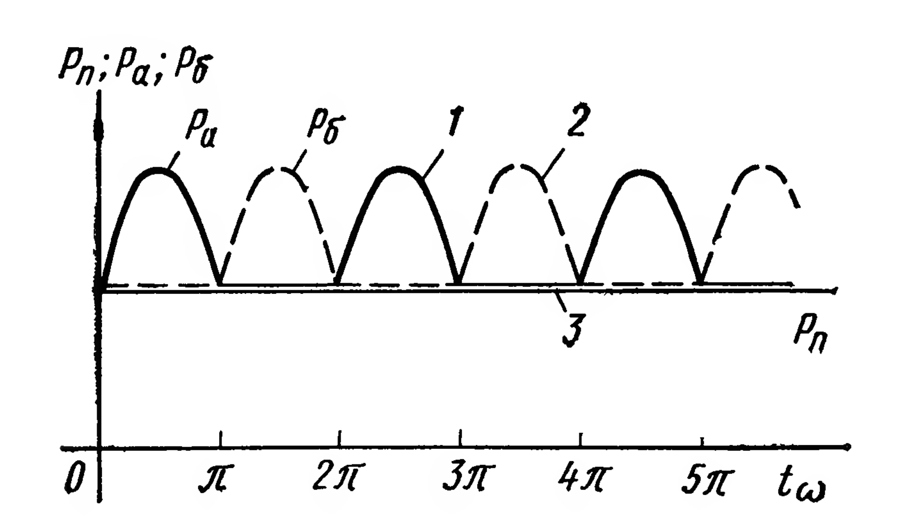


Рис. X.19. Временная характеристика гидропривода с $T_c\omega \leqslant 1$ при отработке гармонического сигнала

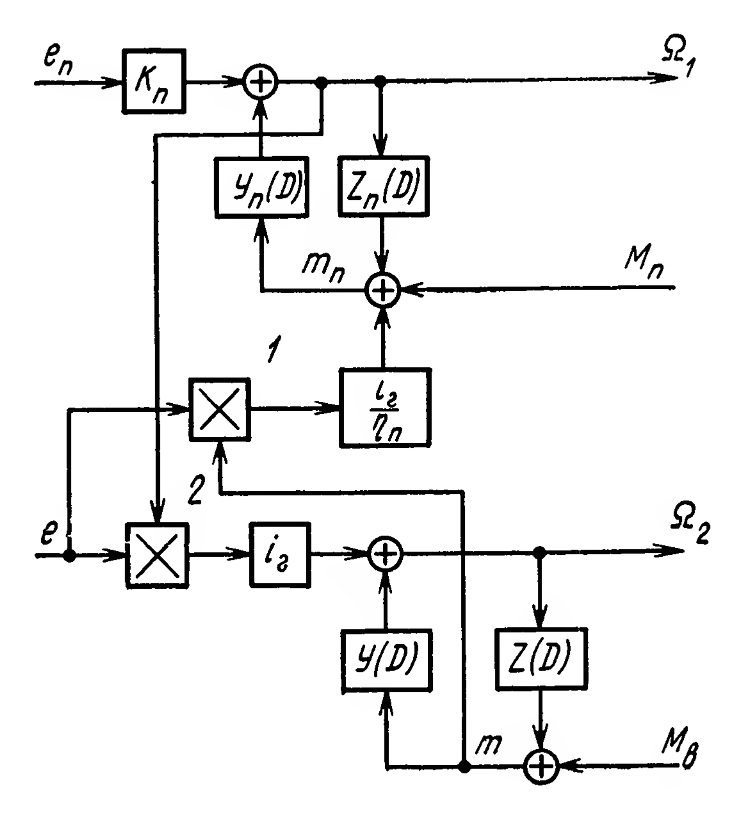


Рис. X.20. Структурная схема гидропривода с регулируемым источником питания

В этом случае величины, относящиеся к источнику питания, отмечены индексами п, $M_п$ — момент дополнительного потребителя энергии (например, приводной двигатель может обслуживать не один гидропривод), оператор $\frac{i_г}{\eta_м}$ появляется в связи с тем, что момент на насосе определяется выражением $e\omega_1 \Delta p \frac{1}{\eta_м}$, $k_п$ — коэффициент усиления системы питания, а $\eta_м$ — механический к. п. д., учитывающий потери в насосе и в соединительных магистралях.

Особенность структурного соединения двух каскадов преобразователей энергии заключается в появлении двух операторов умножения *1* и *2* на рис. X.20. Очевидно, что если любая из перемножаемых координат будет постоянной величиной, то систему можно рассматривать как линейную, а учет любого изменения координат превращает систему в нелинейную [16].

5. ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Основные технические характеристики аксиально-поршневых насосов и гидромоторов постоянной и переменной производительности, которые применяются при комплектовании следящих систем, приведены в табл. X.4. Выпускаются насосы и гидромоторы девяти типоразмеров (№ 0,5; 1,5; 2,5; 2,5А; 5; 10; 20; 30; 50), пяти серий [4] и [5].

Таблица X.4

Параметры второй гаммы гидроприводов *

Параметры	Номера гидромашин								
	0,5	1,5	2,5	2,5А	5	10	20	30	50
Расход гидромотора и подача насоса (см³/об)	3	9	16	32	71	142	251	501	790
Наибольшая частота вращения вала (об/мин)									
приводного насоса и гидропривода	2950	2950	2950	—	1440	1440	1440	980	980
выходного гидропривода и гидромотора . .	±2950	±2950	±2950	±1440	±1440	±1440	±1440	±980	±980
Наибольшие производительность насоса и расход гидромоторов (теоретические) (л/мин)	9	26,5	47	46	102	204	361	491	774
Момент, развиваемый на валу (кгсм):									
гидромотора при перепаде давления 100 кгс/см²	0,4	1,2	2,1	4,2	10,5	21	37	74	117
гидропривода (номинальный)	0,33	1,0	1,75	—	95	19	34	—	—
Момент инерции вращающихся частей (кгс · см · с²)									
насоса и входного вала гидропривода . .	0,001	0,004	0,001	—	0,06	0,193	0,47	1,6	4,26
гидромотора и входного вала гидропривода	9×10^{-4}	0,004	0,009	0,02	0,056	0,175	0,415	1,5	3,74
Минимальное время изменения производительности от нуля до максимального значения (с)	0,1	0,12	0,15	—	0,2	0,3	0,35	0,4	0,5
Момент трогания валика управления (кгс/см)	15	20	25	—	0,35	0,7	0,9	1,2	1,5
Максимально допустимые моменты									
на валике управления (кгс/см)	100	300	400	—	10	10	10	10	10
на валу силового управления (кгс/см) . .	1	3	4	—	5	10	20	25	50

Продолжение табл. X.4

Параметры	Номера гидромашин								
	0,5	1,5	2,5	2,5А	5	10	20	30	50
Вес гидромашин без рабочей жидкости (кгс)									
насосов ПД . .	10	17,5	29	—	95	160	238	410	580
насосов ПР . .	10	17,5	29	—	75	140	198	330	535
гидроприводов ПД—Н	13,5	25,7	43	—	177	282	429	—	—
гидроприводов ПРР—Н . . .	13	25,1	42,5	—	152	—	—	—	—
гидромоторов ПМ	1,2	4,64	7,0	14,7	29	52,4	79	121	200

Отечественная гамма II аксиально-поршневых гидромашин (всего 35 типоразмеров) включает восемь типоразмеров насосов дистанционного управления IIД, восемь типоразмеров насосов ручного управления IIР, шесть типоразмеров нераздельных (гидромашин в общем корпусе) гидроприводов дистанционного управления IIД-Н, четыре типоразмера нераздельных гидроприводов ручного управления IIР-Н и девять гидромоторов типа IIМ, которые могут работать в качестве насосов постоянной производительности. Гидромашины работают со стабильными характеристиками при изменении температуры окружающей среды от —50° до +50° С. Возможна долговременная работа при давлении 100 кгс/см^2 и кратковременная перегрузка до 160 кгс/см.

В качестве рабочей жидкости используется веретенное масло АУ ГОСТ 1642—50 с допустимой температурой в работающем гидроприводе — 10° С $\leqslant t°$ С $\leqslant$ +90° С, АГМ ТУ МНП 457—53 —40° С $\leqslant$ $\leqslant t°$ С — +90° С масло ГМ-50 ВТУ 43—59 —50° С $\leqslant t°$ С $\leqslant$ 90° С. Иногда используются специальные сорта индустриального и трансформаторного масел.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Прокофьев В. Н.** Приемистость привода с механическим дифференциалом. — «Электричество», 1964, № 11, с. 5—10.

2. **Блейз Е. С., Семенов Ю. Н., Чемоданов Б. К., Якименко Н. М.** Динамика электромашинных следящих систем. М., «Энергия», 1967, 408 с.

3. **Клубникин П. Ф.** Объединенные следящие системы с двумя приводами. — «Автоматика и телемеханика», 1959, № 2, с. 161—175.

4. **Кулагин А. В.** и др. Основы теории и конструирования объемных гидропередач. Под ред. В. Н. Прокофьева. М., «Высшая школа», 1968, 400 с.

5. **Прокофьев В. Н.** и др. Аксиально-поршневой регулируемый гидропривод. М., «Машиностроение», 1969, 496 с.

6. **Льюис Э., Стерн Х.** Гидравлические системы управления. М., «Мир», 1966, 407 с.

7. **Михайлов И. Г.** и др. Основы молекулярной акустики. М., «Наука», 1964, 514 с.

8. **Лузанова И. А.** и др. Влияние переменности упругих свойств гидропривода на динамику гидродвигателя. — «Автоматика и телемеханика», 1969, № 3, с. 120—135.

9. **Бочаров Ю. А., Прокофьев В. Н.** Гидропривод кузнечно-прессовых машин. М., «Высшая школа», 1969, 247 с.

10 **Хохлов В. А.** и др Электрогидравлические следящие системы. М., «Машиностроение», 1971, 431 с.

11. **Прокофьев В. Н.** Математическая модель гидропривода. Труды ВИСХОМ. Вып. 62. М., 1971, с. 14—45.

12. **Динамика** гидропривода. Под редакцией В. Н. Прокофьева. М., «Машиностроение», 1972, 288 с.

13. **Прокофьев В. Н.** Выбор оптимальной схемы объемной гидротрансмиссии универсального сельскохозяйственного трактора. «Механизация и электрификация социалистического сельского хозяйства», 1965, № 1, с. 11—14.

14. **Прокофьев В. Н.** Влияние потерь в гидромоторе на частотные характеристики электрогидропривода. — «Электричество», 1966, № 9, с. 33—38.

15. **Прокофьев В. Н., Колпаков Ю. Г.** Динамика асимметричного гидропривода М., — «Машиноведение», 1972, № 1, с. 51—57.

16. **Прокофьев В. Н., Казмиренко В. Ф.** Динамика объемного гидропривода как двумерной системы с взаимными связями. — Сб. «Гидропривод и гидропневмоавтоматика», вып. 8. Киев. «Техніка», 1972, с. 97—104.

17. **Moore J. R.** Combination open-cucle closed-cucle sustems. Proc. JRE, № 11, 1951.

ГЛАВА XI

ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ И ГАЗОВЫЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

В настоящее время получили широкое распространение различные пневматические устройства, к ним в первую очередь относятся автоматические пневматические приводы — *АПП*, рулевые агрегаты *РА*, бортовые (вспомогательные) источники энергии *БИП* с использованием сжатого газа, пневматические усилители *ПУ*, воздушные регуляторы давления *РД*, пневматические краны (клапаны) *ПК*, поршневые, турбинные и струйно-реактивные исполнительные двигатели *ПД*,

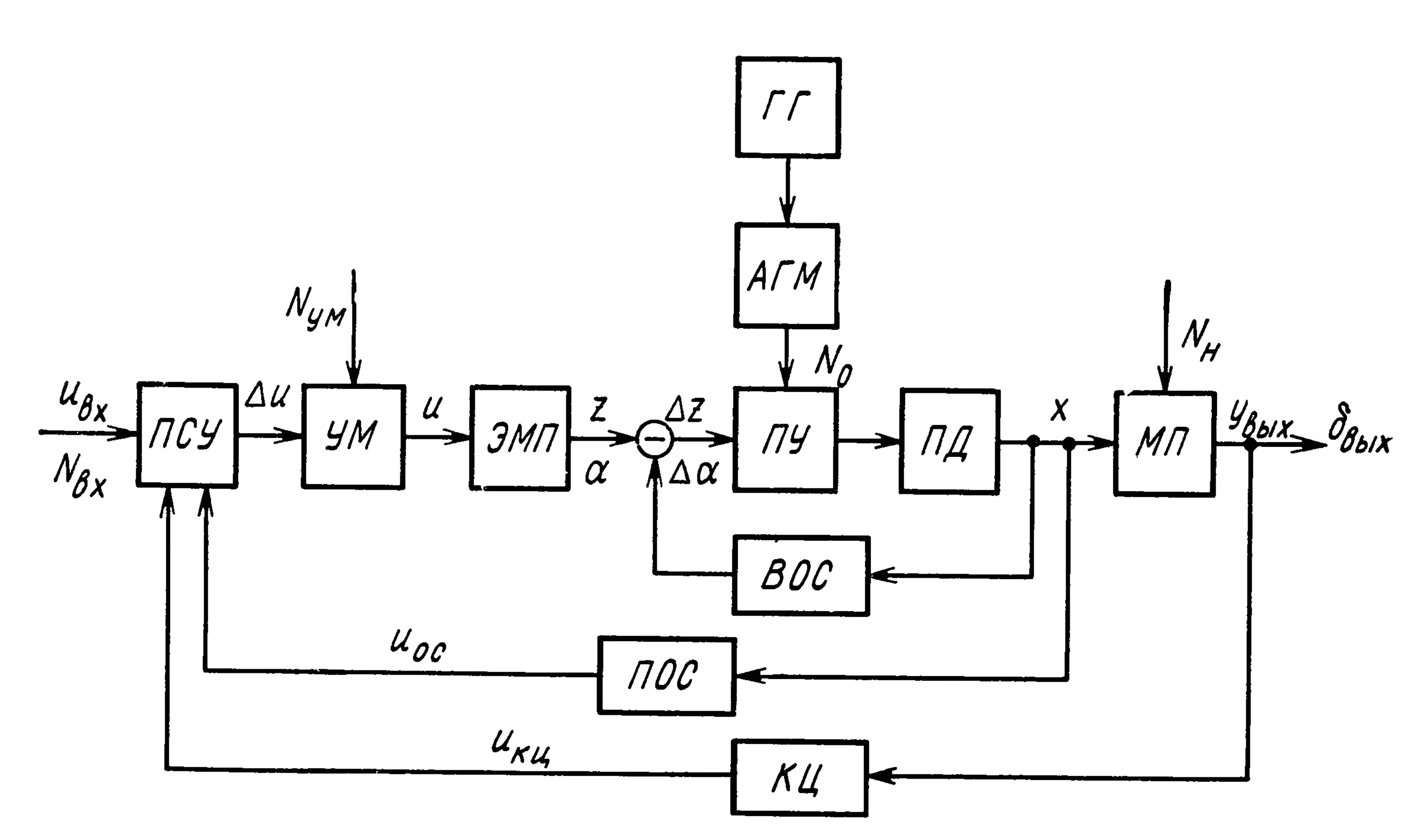


Рис. XI.1. Функциональная схема автоматического пневматического привода

а также различные пневматические усилители мощности (сервомеханизмы) систем автоматического управления летательных аппаратов.

Автоматический пневматический привод, функциональная схема которого показана на рис. XI.1, в общем случае представляет собой достаточно сложный комплекс устройств, куда входят: источник газовой энергии *ГГ* (баллон, компрессор, газовый генератор); агрегаты газовых сетей и магистралей *АГМ* (краны, клапаны, предохранители, фильтры, трубопроводы, дроссели, редукторы); пневматические уси-

лители *ПУ* (струйная трубка, сопло-заслонка, золотник, заслонка); пневматические двигатели *ПД* (поршневой, турбинный, газоструйный); механизм передачи *МП* (редукторный, рычажный, шарнирный) и приборы управления: преобразующее и суммирующее устройство *ПСУ*; усилители мощности электрических сигналов *УМ* (электронный, магнитный, полупроводниковый), электромеханические преобразователи *ЭМП* (моментный двигатель, электрореле, электромагнит); устройства обратных связей *ПОС*, корректирующих цепей *КЦ* и внутренних обратных связей *ВОС*. Все это предназначено для усиления и преобразования маломощного входного сигнала в механическое перемещение выходного вала исполнительного механизма.

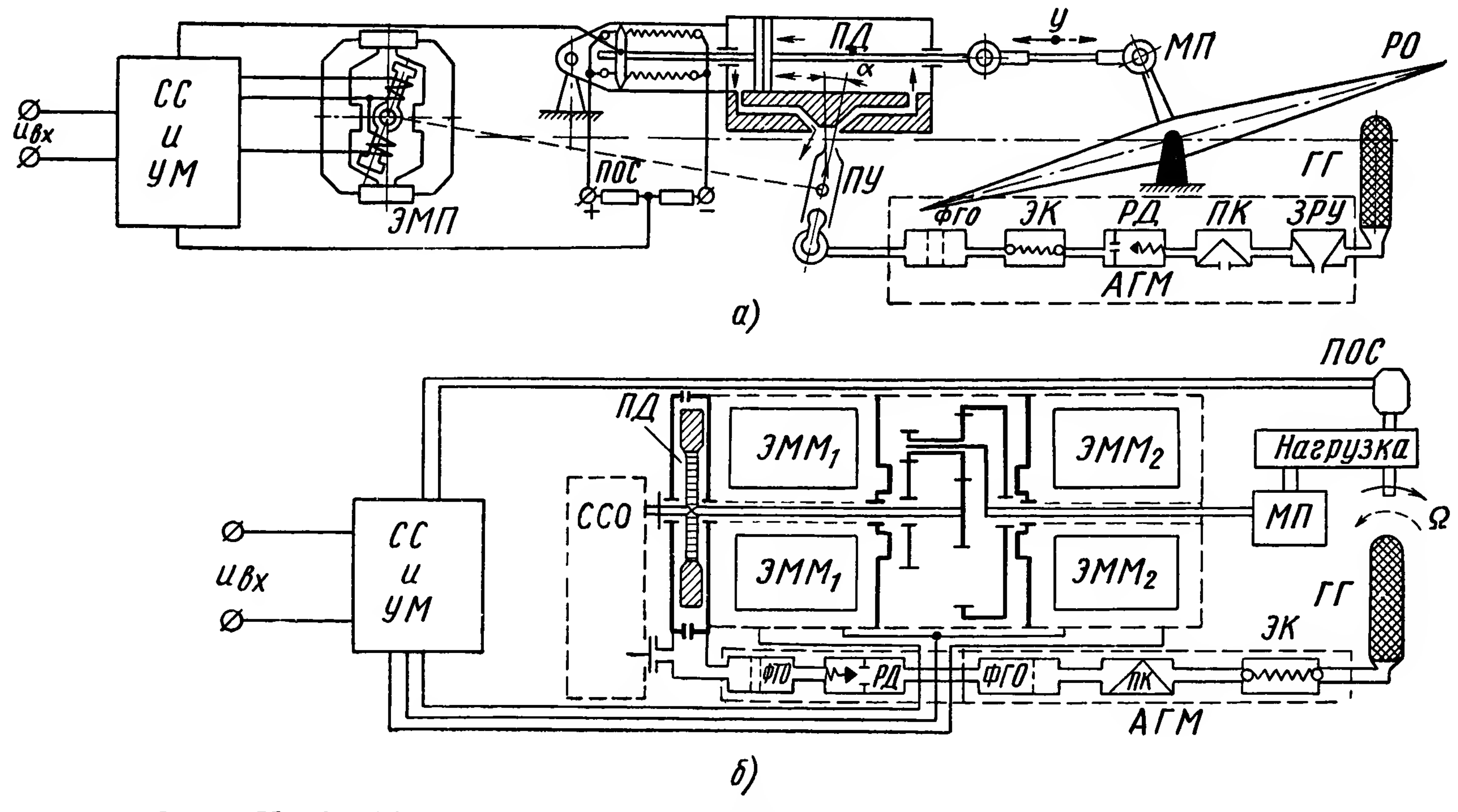


Рис. XI.2. Принципиальные схемы пневматических приводов:

а — статического действия; рулевой орган *РО*, *СС* и *УМ* — сумматор сигнала и усилитель мощности, *ЭМП* — моментный мотор, пневматический двигатель *ПД* поршневого типа, а также пневмоусилитель *ПУ*, имеющий газовое распределение потоков с помощью струйной трубки, газ к которой подводится от *ГГ* через агрегаты газовой магистрали *АГМ*, выключающие ЗРУ — зарядно-разрядное устройство, *ПК* — предохранительное устройство (клапан), *РД* — регулятор давления, *ЭК* — электроклапан, *ФГО* — фильтр грубой очистки; *б* — динамического действия

Входной величиной привода является электрический сигнал $u_{вх}$ малой мощности $N_{вх}$ (доли ватта), который в преобразующем и суммирующем устройстве *ПСУ* корректируется Δu и с помощью дополнительной энергии питания усилителя мощности $N_{ум}$ усиливается до единиц ватта u. Усиленный сигнал управления, как правило, постоянного тока подается на *ЭМП*, который соответственно перемещает управляющий орган пневмоусилителя *ПУ* на величину z. Угол поворота оси *ЭМП* α прямо пропорционально соответствует величине z. Благодаря жесткой механической связи оси моментного мотора с осью струйной трубки *ПУ* или с ходом заслонки, золотника или штока клапана *ПУ* происходит управление газовым потоком, протекающим от источника газовой энергии *ГГ*, через *АГМ* и *ПУ* в пневматический двигатель *ПД*. Таким образом, пропорционально значению управляющего сигнала $u_{вх}$ подается газовый поток мощностью N_0 в двигатель, который преобразует этот поток в механическое перемещение штока (выход-

ного вала двигателя) x. Для связи двигателя с нагрузкой мощностью $N_н$ предусмотрен механизм передачи *МП*, который жестко связывает перемещение штока двигателя с движением нагрузки $y_{вых}$ ($\delta_{вых}$) исполнительного органа (руля, поворотного двигателя, регулятора тяги двигателя и т. п.).

Для повышения динамических свойств и точности воспроизведения входного сигнала автоматизированный привод имеет обратные связи *ВОС* и *ПОС* и корректирующие цепи *КЦ* по скорости, ускорению и нагрузке.

На рис. XI.2, *а* показана принципиальная схема, выполненная для рулевого пневмопривода одного канала управления летательного аппарата (канал тангажа).

На рис. XI.2, *б* изображена принципиальная схема автоматизированного пневмопривода, где в качестве реверсивного пневмодвигателя использована газовая турбина с электромагнитными муфтами $ЭММ_1$ и $ЭММ_2$.

Основные преимущества пневмоавтоматических устройств — простота конструкции, малая масса, высокая надежность, возможность работы в широком диапазоне изменения температур и давлений.

К недостаткам можно отнести — малое время работы пневмоавтоматических устройств (часто до 1 мин); наличие уплотняющих устройств (часто резиновых), высокая сжимаемость газа (особенно воздуха), большой разброс входных параметров источников газовой энергии и т. п.

1. КЛАССИФИКАЦИЯ ПНЕВМАТИЧЕСКИХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Пневматическими двигателями автоматизированного привода называют устройства, предназначенные для преобразования потенциальной и кинетической энергии потока сжатого газа в механическую энергию выходного звена (перемещающийся шток поршня, вращающийся вал турбины, движущийся корпус реактивного аппарата).

Газовый поток, поступающий к двигателю от пневматического усилителя, является входной величиной пневматического двигателя. Входную величину пневматического двигателя можно представить в следующем виде [23]:

$$\Delta\psi = \frac{G_1 - G_2}{G_{max}}, \qquad (XI.1)$$

где G_1 — расход газа через первый приемник пневматического двигателя;

G_2 — расход газа через второй приемник пневматического двигателя;

G_{max} — максимальный расход газа, потребляемый приводом.

За выходную величину нагруженного пневматического двигателя можно принять усилие или момент, развиваемые пневмодвигателем.

В безразмерном виде эти величины можно записать следующим образом:

$$\rho_н = \frac{R_н}{R_{max}} \qquad (XI.2)$$

или

$$\mu_н = \frac{M_н}{M_{max}},$$

где $R_н$ и $M_н$ — развиваемые величины усилия и момента;
R_{max}, M_{max} — их максимальные значения;
$\rho_н$ — безразмерное усилие;
$\mu_н$ — безразмерный момент.

Все пневматические двигатели для удобства рассмотрения и расчета можно подразделить на следующие типы:

диафрагменные пневматические двигатели (мембранные, сильфонные и т. п.);

поршневые пневматические двигатели (силовой цилиндр);

газомоторные пневматические двигатели (поршеньковые газомоторы);

турбинные пневматические двигатели (активные и реактивные турбины);

струйно-реактивные пневматические двигатели;

комбинированные пневматические двигатели (двигатели многократного расширения газа).

В основу деления на типы положен принцип преобразования потенциальной или кинетической энергии газового потока в механическую энергию выходного звена двигателя.

В диафрагменных пневматических двигателях используется потенциальная энергия (силы давления) сжатого газа (при отсутствии подвижных уплотнений и относительно малых перемещениях выходного звена). Принципиальные схемы таких двигателей приведены на рис. XI.3. Работа пневматического двигателя состоит в перемещении штока под действием разности давления ($p_1 - p_2$) в полостях, которая образуется за счет разности расходов газа ($G_1 - G_2$).

В поршневых пневматических двигателях, как и в диафрагменных, используется потенциальная энергия сжатого газа, но наличие поршня с подвижными уплотнениями позволяет получить большие перемещения выходного звена (штока). Принципиальная схема этого двигателя показана на рис. XI.4, работа которого аналогична действию диафрагменного пневматического двигателя.

В турбинных пневматических двигателях кинетическая и потенциальная энергии сжатого газа преобразуются в механическую энергию вращения на лопаточном аппарате рабочего колеса турбины. В зависимости от лопаточного аппарата турбины можно разделить на активные (когда используется в основном кинетическая энергия газа) и активно-реактивные (когда используется и кинетическая и потенциальная энергия газа за счет его расширения в лопаточном аппарате). Принципиальная схема турбины дана на рис. XI.5. Принцип действия газовой турбины (рис. XI.6) заключается в следующем: струя газа, попадающая в лопаточный аппарат, изменяет свое направление, за счет этого образуется усилие, вращающее колесо турбины.

В газомоторных пневматических двигателях используется потенциальная энергия сжатого газа, но в отличие от диафрагменных и

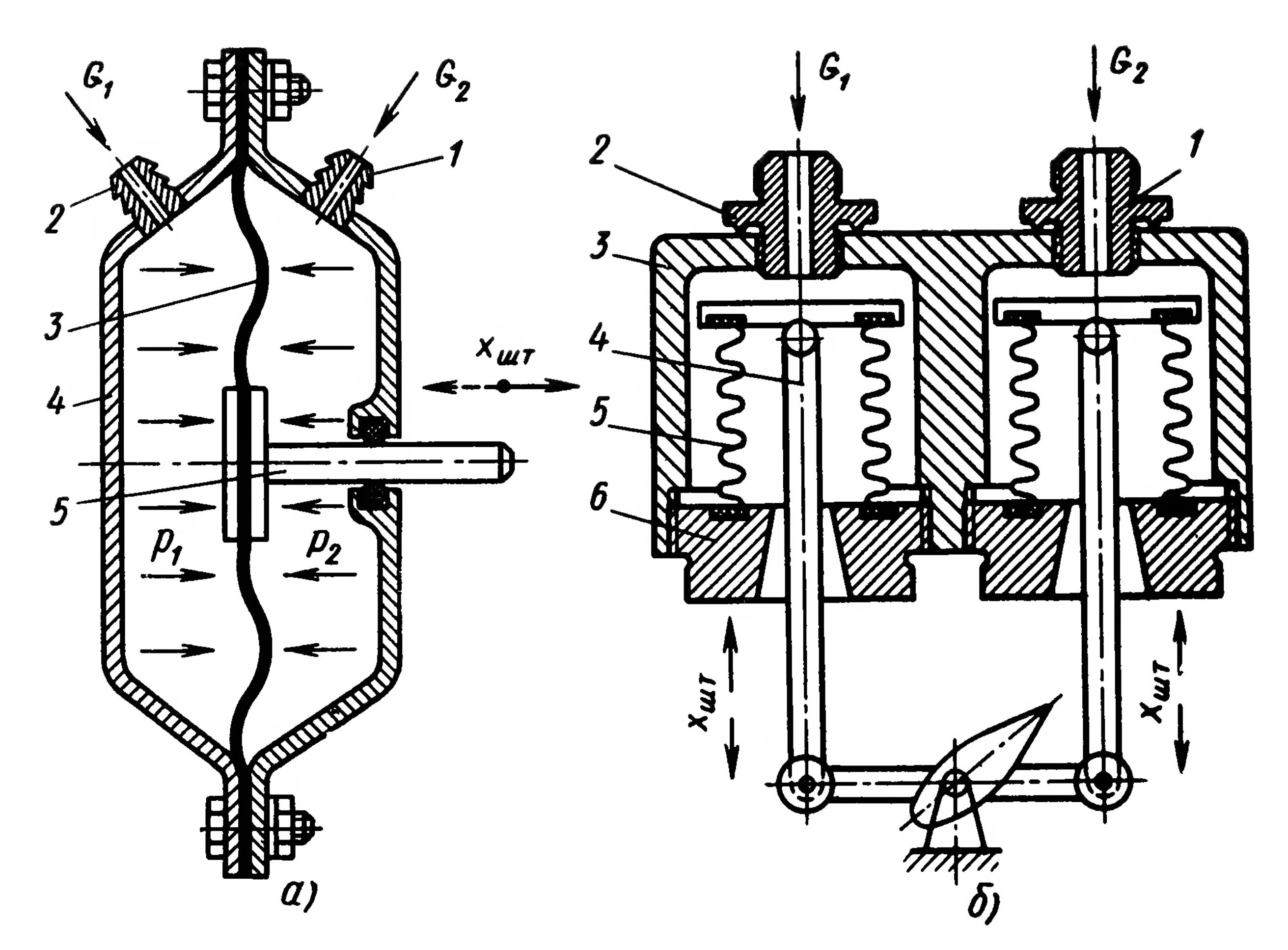


Рис. XI.3. Принципиальные схемы диафрагменных пневматических двигателей:

а — мембранный пневматический двигатель: *1* — штуцер второй полости; *2* — штуцер первой полости; *3* — мембрана; *4* — корпус; *5* — шток. G_1 — секундный расход газового потока в первую полость; G_2 — секундный расход газового потока во вторую полость; p_1 — давление газа в первой полости; p_2 — давление газа во второй полости; $x_{\text{шт}}$ — перемещение штока; *б* — сильфонный пневматический двигатель: *1* — штуцер второй полости; *2* — штуцер первой полости; *3* — корпус; *4* — шток с поршнем первой полости; *5* — сильфон первой полости; *6* — заделка сильфона первой полости

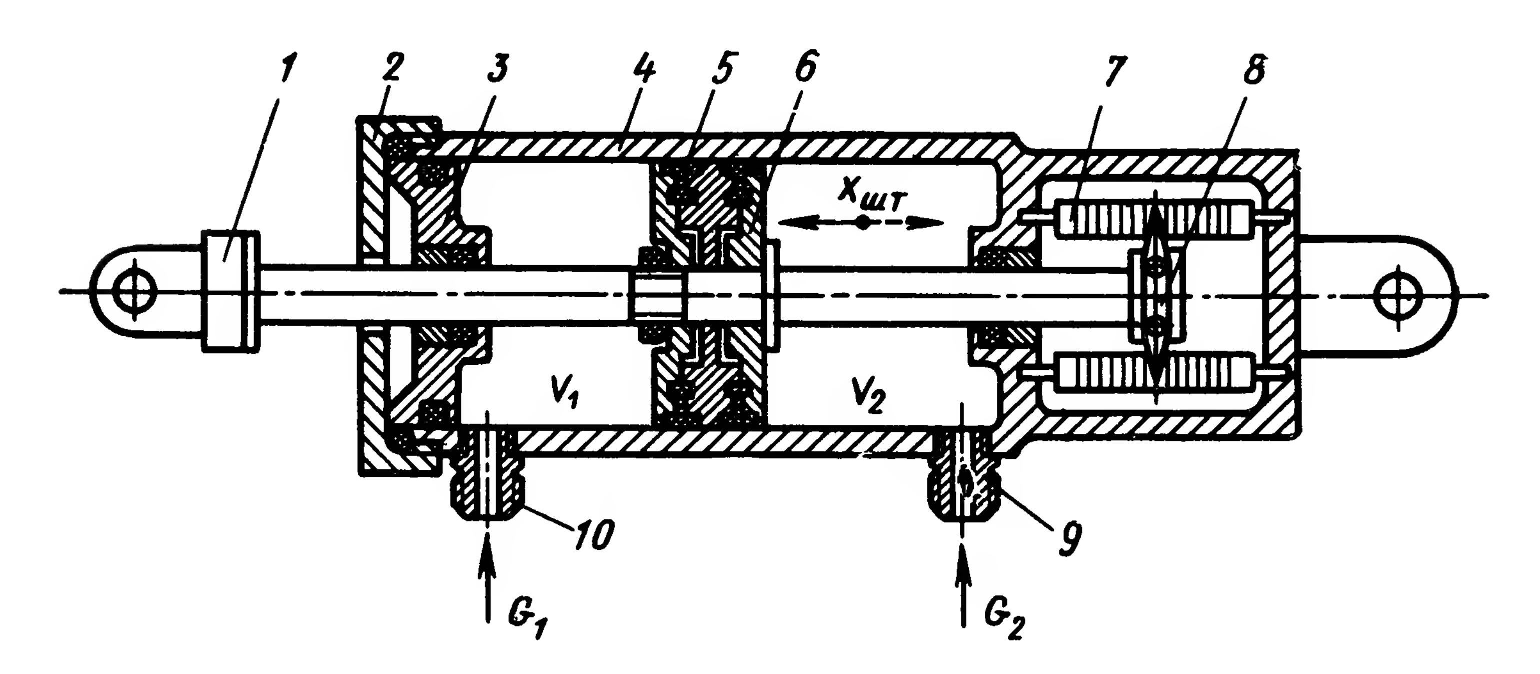


Рис. XI.4. Принципиальная схема поршневого пневматического двигателя:

1 — шток, *2* — крышка цилиндра; *3* — уплотнение цилиндра; *4* — корпус; *5* — уплотнение поршня; *6* — поршень; *7* — потенциометр обратной связи, *8* — движок потенциометра; *9* — штуцер второй полости; *10* — штуцер первой полости: V_1 — объем первой полости; V_2 — объем второй полости; $x_{\text{шт}}$ — перемещение штока

поршневых двигателей, эта энергия преобразуется в усилие не в одном, а во многих силовых цилиндрах. Принципиальная схема такого двигателя дана на рис. XI.7. Двигатель состоит из блока цилиндров, наклонной шайбы, поршеньков и зеркала с двумя кольцевыми разрезами. Работу двигателя можно описать следующим образом [13]: при подаче сжатого газа внутренние полости силовых цилиндров одной

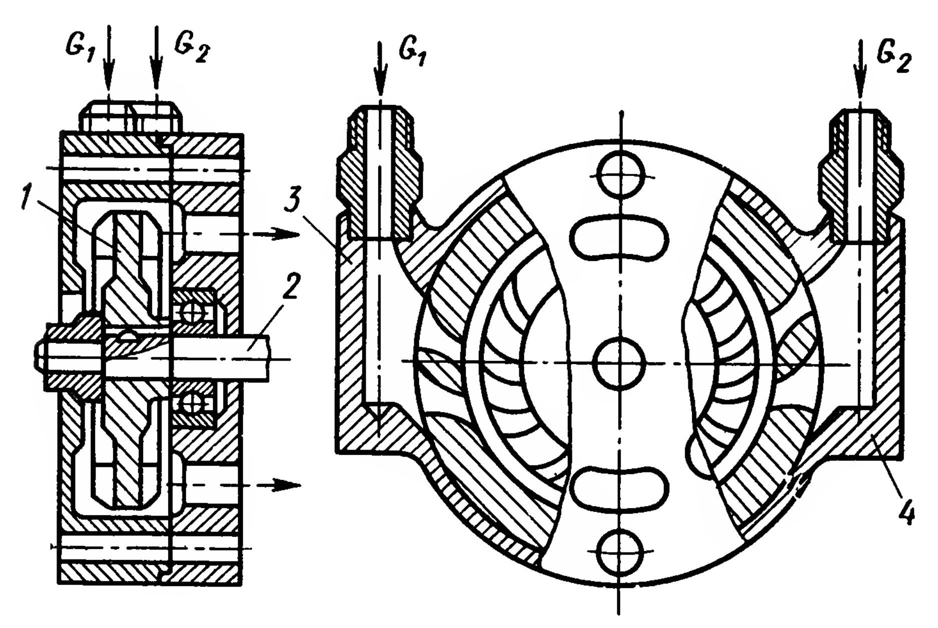


Рис. XI.5. Принципиальная схема реверсивного турбинного пневматического двигателя:

1 — рабочее колесо; 2 — вал; 3 — входной штуцер первой полости; 4 — входной штуцер второй полости

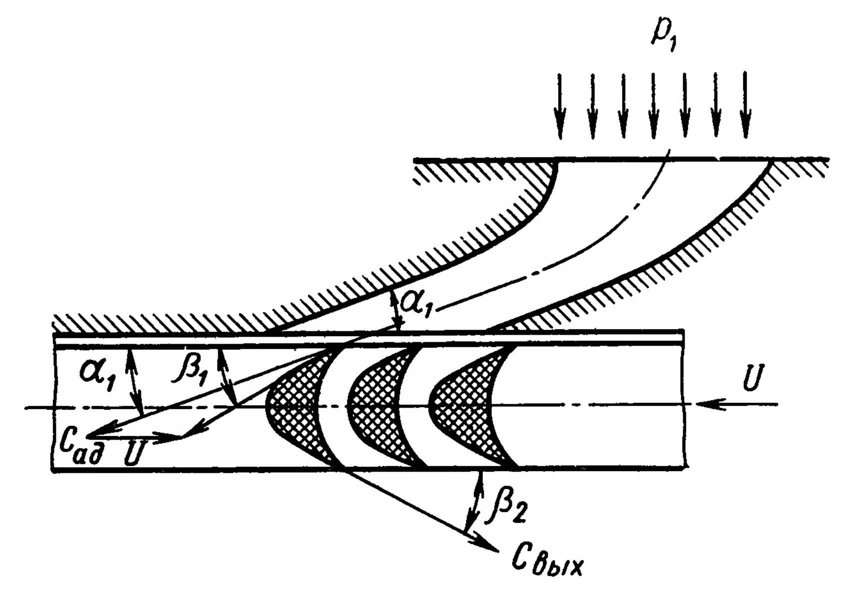


Рис. XI.6. Принцип действия пневматической турбины:

p_i — давление газа перед соплом; α_1 — установочный угол сопла; β_1 — установочный угол крышки лопатки; $C_{ад}$ — скорость газовой струи; U — окружная скорость колеса; β_2 — угол выхода газовой струи; $C_{вых}$ — выходная скорость газовой струи

половины блока соединяются с полостью высокого давления, полости силовых цилиндров другой половины блока — с выхлопной полостью. За счет давления поршеньков на наклонную шайбу и разложения возникающей силы на две составляющие создается крутящий момент, вращающий блок цилиндров. Двигатель обладает хорошими динами-

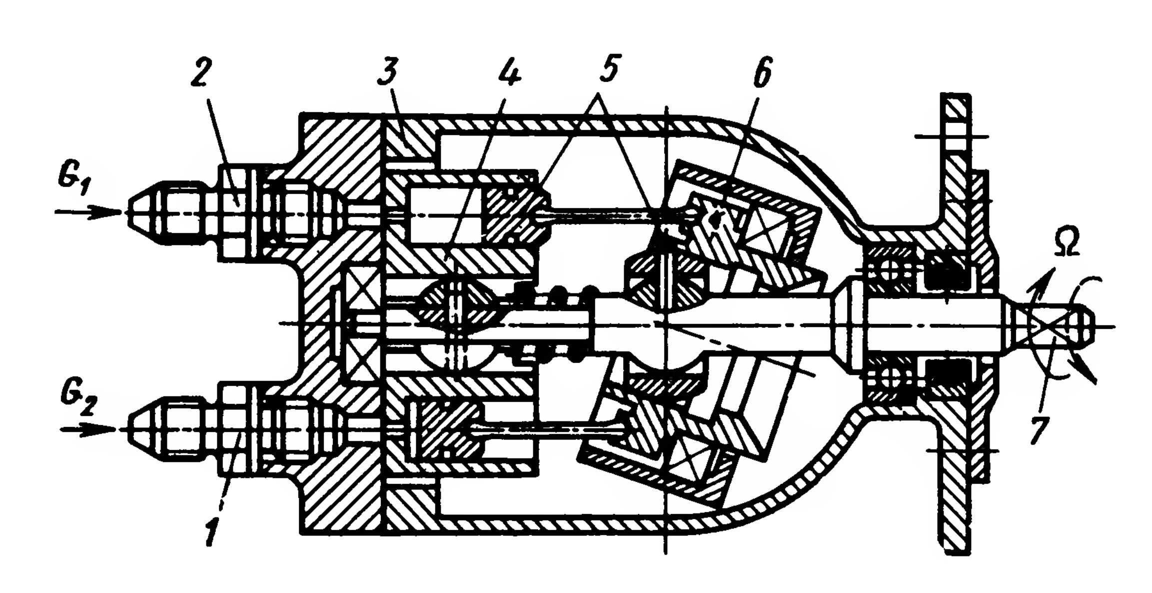


Рис. XI.7. Принципиальная схема газомоторного пневматического двигателя:

1 — входной штуцер первой полости; 2 — входной штуцер второй полости; 3 — корпус; 4 — блок цилиндров; 5 — поршни; 6 — наклонная шайба с карданом; 7 — выходной вал

ческими качествами, так как его инерционность, определяемая малыми объемами газа в цилиндрах, невелика.

В струйно-реактивных пневматических двигателях используется кинетическая энергия газовой струи, создающая реактивную тягу. Для обеспечения реверса обычно применяются двухсопловой газоструйный двигатель, принципиальная схема которого показана на рис. XI.8. Особенность такого пневматического двигателя состоит в том, что развиваемый им момент, непосредственно приложен к лета-

тельному аппаратару. В любом другом двигателе момент прикладывается к органу управления (рулю, рулевому двигателю и т. п.), который затем создает управляющий момент.

В комбинированных пневматических двигателях могут применяться пневмодвигатели различных типов в различных комбинациях. Наиболее

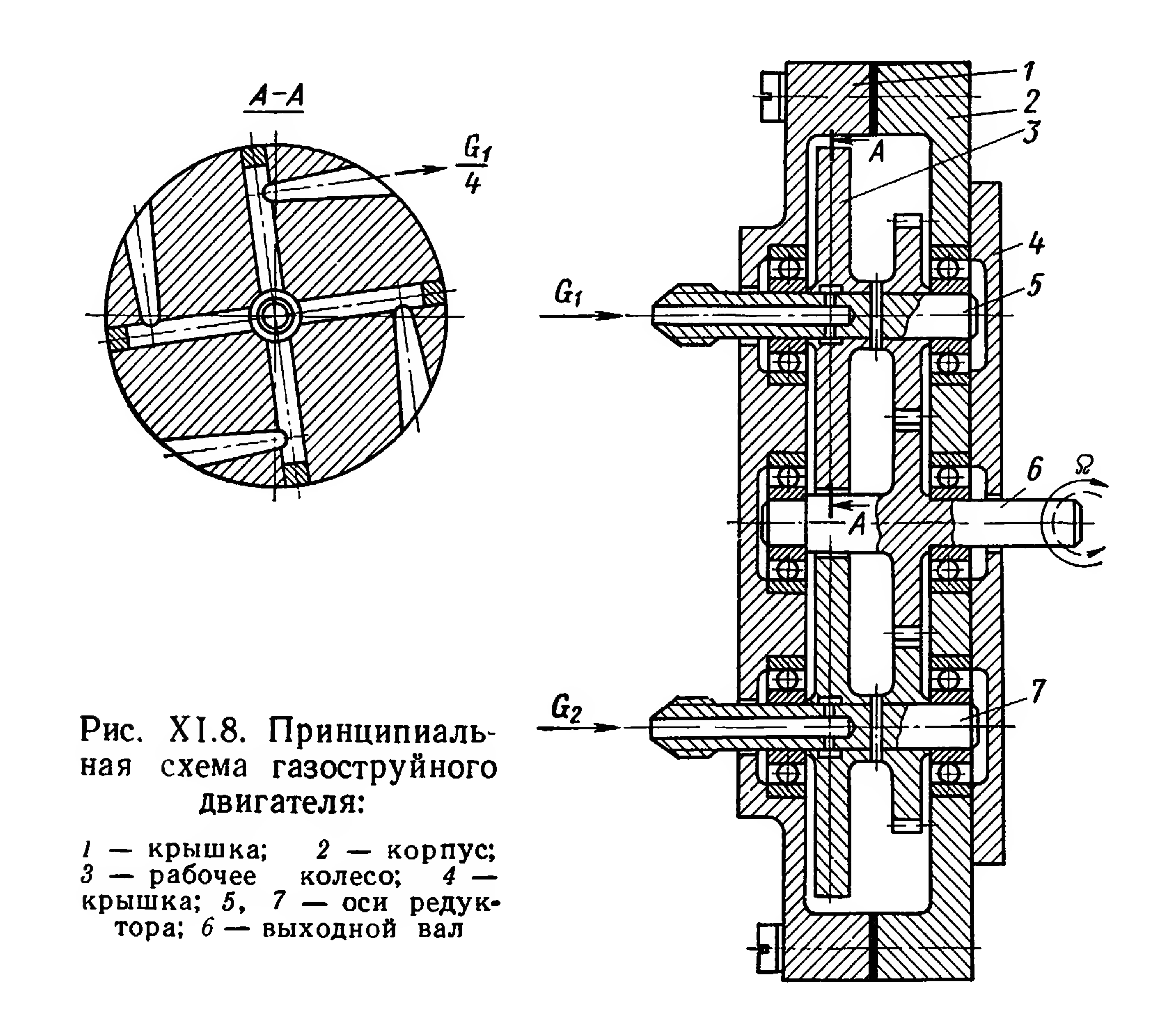


Рис. XI.8. Принципиальная схема газоструйного двигателя:

1 — крышка; *2* — корпус; *3* — рабочее колесо; *4* — крышка; *5*, *7* — оси редуктора; *6* — выходной вал

эффективны двигатели с многократным расширением газа, у которых резко повышен к. п. д. двигателя за счет более полного использования потенциальной энергии. Принципиальная схе́ма двигателя с двухкратным расширением газа показана на рис. XI.9, из которой видно,

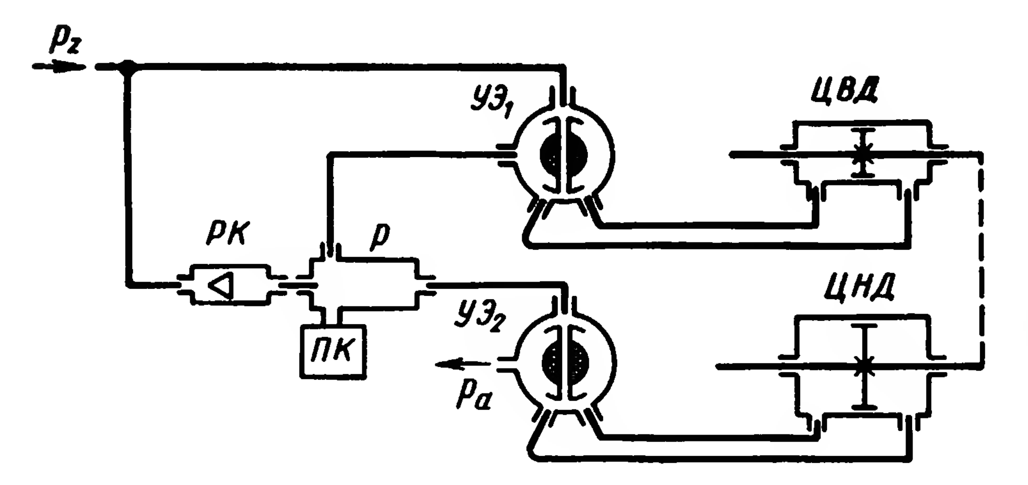


Рис. XI.9. Принципиальная схема пневматического двигателя с двухкратным расширением:

p_z — входное давление, УЭ$_1$, УЭ$_2$ — управляющие элементы пневмоусилителей высокого и низкого давлений; *ПК* — предохранительный клапан; *РК* — редукционный клапан; *Р* — расширитель; *ЦВД* — цилиндр высокого давления; *ЦНД* — цилиндр низкого давления; *РА* — атмосферное давление

что газ, совершив полезную работу в цилиндре высокого давления, попадает в цилиндр низкого давления. Согласование работы обоих цилиндров достигается соответствующей жесткой связью между управляющими элементами пневмоусилителей высокого и низкого давления.

2. ДИАФРАГМЕННЫЕ ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ ДВИГАТЕЛИ

Принцип работы диафрагменных и поршневых пневматических двигателей одинаков, поэтому возможно получение общего уравнения, описывающего оба типа двигателей. Как в диафрагменных, так и в поршневых пневматических двигателях используется потенциальная энергия потока газа (энергия статического давления). Разность статических давлений в приемниках двигателя преобразуется в усилие на выходном элементе привода (штоке). Пневматические двигатели могут быть выполнены как по односторонней (нереверсивной), так и по двусторонней (реверсивной) схеме. В дальнейшем будем рассматривать реверсивный пневматический двигатель как наиболее сложный и общий тип двигателя. Основой конструкции пневматического двустороннего двигателя являются две рабочие полости переменного объема, поэтому для анализа работы пневматического двигателя необходимо вывести зависимости изменения объемов рабочих полостей от перемещения штока. Очевидно, что эти зависимости будут различными для диафрагменных и поршневых двигателей.

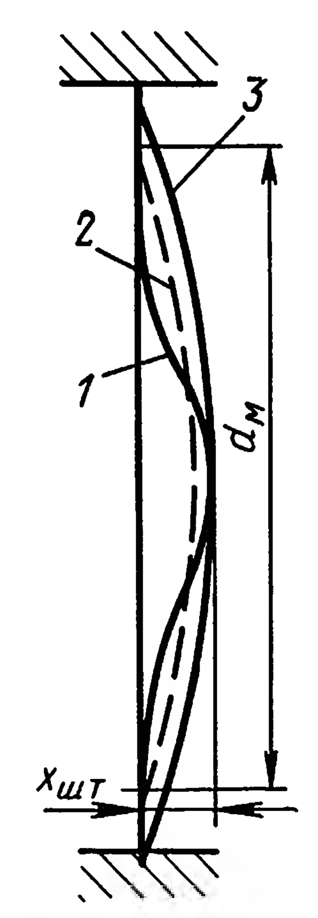


Рис. XI.10. Расчетная схема мембранного пневматического двигателя:

1 — действительный прогиб; *2* — аппроксимированный прогиб; *3* — крышка мембранной коробки (радиуса *R*)

Мембранный пневмодвигатель. Расчетная схема мембранного пневматического двигателя приведена на рис. XI.10. Точная кривая прогиба мембраны под действием разности статических давлений может быть получена в результате решения краевой задачи для уравнения Пауссона:

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial y^2} = f(x, y), \quad u/г = 0,$$

где $U(x, y)$ — прогиб мембраны в точке с координатами x, y;

$u/г$ — условие закрепления мембраны на границе Г.

Для упрощения решения кривую прогиба аппроксимируем дугой окружности, как это показано на рис. XI.10. Тогда объем полости при отклонении мембраны от среднего (нейтрального) положения может быть получен как объем шарового сегмента, опирающегося на окружность диаметром $d_м$ и высотой $x_{шт}$. Объем такого шарового сегмента $V_{шс}$ выражается известной формулой

$$\Delta V = V_{шс} = \frac{1}{6}\pi x_{шт}\left(3\frac{d_м^2}{4} + x_{шт}^2\right) - \frac{\pi d_{шт}^2}{4} x_{шт}, \qquad (XI.3)$$

где $d_м$ — диаметр мембраны;

$x_{шт}$ — перемещение выходного штока;

$d_{шт}$ — диаметр штока.

Максимальное изменение объема составит

$$\Delta V_{max} = \frac{1}{6}\pi x_{шт\,max}\left(3\frac{d_м^2}{4} + x_{шт\,max}^2\right) - \frac{\pi d_{шт}^2}{4} x_{шт\,max}. \qquad (XI.4)$$

Для сохранения линейности характеристик мембранного двигателя отношение максимального перемещения к диаметру мембраны должно выбираться небольшим, т. е.

$$\frac{x_{\text{шт}\max}}{d_{\text{м}}} \ll 1.$$

Поэтому в уравнениях (XI.3) и (XI.4) вторым слагаемым в скобках можно пренебречь. Выражения для изменения объема будут иметь вид

$$\Delta V = \frac{1}{6}\pi x_{\text{шт}} 3\frac{d_{\text{м}}^2}{4} - \frac{\pi d_{\text{шт}}^2}{4} x_{\text{шт}} = \left(\frac{1}{2}F_{\text{м}} - F_{\text{шт}}\right) x_{\text{шт}}; \qquad (XI.5)$$

$$\Delta V_{\max} = \frac{1}{2}F_{\text{м}} x_{\text{шт}\max} - F_{\text{шт}} x_{\text{шт}\max}, \qquad (XI.6)$$

где $F_{\text{м}} = \frac{\pi d_{\text{м}}^2}{4}$ — площадь мембраны;

$F_{\text{шт}} = \frac{\pi d_{\text{шт}}^2}{4}$ — площадь поперечного сечения штока.

Увеличение объема сжимаемого газа ухудшает динамические качества пневматического двигателя, поэтому объем рабочих полостей мембранного двигателя в равновесном нейтральном положении V_0 должен быть по возможности ближе к максимальному изменению объема $\Delta V_{\max}$. Для этого крышки мембранного двигателя делаются обычно сферической формы с минимальным зазором между крышкой и мембраной в крайнем положении. Однако как бы не был мал этот зазор, в результате учета объема, который создается присоединенным трубопроводом, связывающим пневмоусилитель с двигателем, объем каждой рабочей полости в нейтральном положении будет всегда больше максимального изменения объема, т. е.

$$V_0 = V_{\text{з}} + \Delta V_{\max} = V_{\text{з}} + \left(\frac{1}{2}F_{\text{м}} - F_{\text{шт}}\right) x_{\text{шт}\max}, \qquad (XI.7)$$

где V_0 — объем полости в равновесном положении;

$V_{\text{з}}$ — дополнительный объем, обусловленный зазором и трубопроводами.

При смещении штока от нейтрального положения (например, вправо) на величину $x_{\text{шт}}$ объемы первой и второй рабочих полостей перераспределяются:

$$\left.\begin{aligned} V_1 &= V_0 + \Delta V = V_0 + \left(\frac{1}{2}F_{\text{м}} - F_{\text{шт}}\right) x_{\text{шт}}; \\ V_2 &= V_0 - \Delta V = V_0 - \left(\frac{1}{2}F_{\text{м}} - F_{\text{шт}}\right) x_{\text{шт}}, \end{aligned}\right\} \qquad (XI.8)$$

где V_1 и V_2 — объемы первой и второй полостей.

Уравнения (XI.8) полностью связывают изменение объемов рабочих полостей с перемещением штока.

Сильфонный пневматический двигатель. Принципиальная схема сильфонного пневматического двигателя показана на рис. XI.3, *б*. Пренебрегая перекашиванием сильфонов во время работы, можно

заключить, что изменение объема рабочих полостей пропорционально перемещению штока, т. е.

$$\Delta V = F_с x_{шт}, \quad \Delta V_{max} = F_с x_{шт\,max}, \qquad (XI.9)$$

где $F_с = \frac{\pi d_с^2}{4}$ — эффективная площадь сильфона.

Из-за зазора между неподвижными стенками и подвижной (гофрированной) частью сильфона в двигателе при максимальном перемещении штока имеется некоторый объем в одной из рабочих полостей, т. е.

$$V_0 = V_з + F_с x_{шт.\,max}, \qquad (XI.10)$$

где V_0 — объем полости в равновесном положении;

$V_з$ — объем, обусловленный зазором и трубопроводами.

При смещении штока объемы первой V_1 и второй V_2 рабочих полостей перераспределяются и нетрудно получить зависимости, связывающие их с перемещением штока:

$$\left.\begin{aligned} V_1 &= V_0 + F_с x_{шт}; \\ V_2 &= V_0 - F_с x_{шт}. \end{aligned}\right\} \qquad (XI.11)$$

3. ПОРШНЕВЫЕ ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ ДВИГАТЕЛИ

Принципиальная схема поршневого пневматического двигателя показана на рис. XI.4. В данном случае изменение объема рабочих полостей пропорционально перемещению штока. При этом добавочный объем может быть сведен к минимуму, определяемому только объемом трубопроводов. Повторяя предыдущие рассуждения, получим следующие формулы для объемов первой V_1 и второй V_2 рабочих полостей:

$$\left.\begin{aligned} V_1 &= V_0 + F_п x_{шт}; \\ V_2 &= V_0 + F_п x_{шт}, \end{aligned}\right\} \qquad (XI.12)$$

где $F_п = \frac{\pi d_п^2}{4} - \frac{\pi d_{шт}^2}{4}$ — площадь поршня;

$d_п$ — диаметр поршня (цилиндра);

$d_{шт}$ — диаметр штока.

Анализируя выражения (XI.8), (XI.11), (XI.12), заметим, что их достаточно просто унифицировать, если ввести понятие «эффективная площадь по изменению объема», обозначаемую как

$$\left.\begin{aligned} &F_V = \frac{1}{2} F_м - \frac{\pi^2 d_{шт}}{4} \text{ — мембранного двигателя;} \\ &F_V = F_с \text{ — сильфонного двигателя;} \\ &F_V = F_п \text{ — поршневого двигателя.} \end{aligned}\right\} \qquad (XI.13)$$

Тогда уравнения изменения объемов рабочих полостей пневматического двигателя статического действия будут одними и теми же для любого его типа:

$$\left.\begin{aligned} V_1 &= V_0 + F_V x; \\ V_2 &= V_0 - F_V x. \end{aligned}\right\} \qquad (XI.14)$$

При анализе работы пневматического двигателя статического действия мы имеем дело с четырьмя переменными величинами: давлениями и температурами в первой p_1, T_1 и во второй p_2, T_2 рабочих полостях. Поэтому для полного описания процессов, происходящих в газовом двигателе, необходимо иметь четыре уравнения. В качестве этих уравнений могут быть взяты уравнения сохранения расхода и уравнения сохранения энергии для каждой рабочей полости [12], [13]. Для пневматического привода статического действия эти уравнения имеют вид:

$$\left.\begin{aligned} G_{11}-G_{21}&=\frac{dP_1}{dt};\\ G_{12}-G_{22}&=\frac{dP_2}{dt};\\ П_{11}G_{11}-П_{21}G_{21}&=\frac{dE_1}{dt};\\ П_{12}G_{12}-П_{22}G_{22}&=\frac{dE_2}{dt},\end{aligned}\right\} \quad (XI.15)$$

где G_{11} и G_{12} — весовые расходы втекания газа в первую и вторую рабочие полости;

G_{21} и G_{22} — весовые расходы вытекания газа из первой и второй рабочих полостей;

P_1 и P_2 — вес газа в первой и второй рабочих полостях;

$П_{11}$ и $П_{12}$ — удельные приходы энергии в первую и вторую рабочую полости;

$П_{21}$ и $П_{22}$ — удельные расходы энергии из первой и второй рабочей полостей;

E_1 и E_2 — энергия газа в первой и второй рабочих полостях.

В развернутой форме при адиабатическом характере процессов в рабочих полостях уравнения (XI.15) имеют вид:

$$\left.\begin{aligned} G_{1i}-G_{2i}&=\gamma_i\frac{dV_i}{dt}+V_i\frac{d\gamma_i}{dt}, \quad i=1, 2;\\ П_{1i}G_{1i}-П_{2i}G_{2i}&=\frac{k}{k-1}P_i\frac{dV_i}{dt}+\frac{1}{k-1}V\frac{dP_i}{dt},\end{aligned}\right\} \quad (XI.16)$$

где γ_i — удельный вес;

k — показатель адиабаты.

Решение нелинейной системы второго порядка (XI.16) крайне сложно, кроме того, входящие в уравнения сохранения энергии удельные расходы и приходы энергии являются переменными величинами, зависящими от характера теплообмена между горячим газом и металлом конструкции пневматического привода. Поэтому уравнения (XI.16) могут быть использованы в инженерной практике только при моделировании системы пневматического привода на аналоговых ЭВМ высокого класса.

Линеаризацию нелинейных уравнений пневматического двигателя можно произвести на основании тех же допущений, которые принимались при линеаризации уравнения пневматических усилителей всех типов [23].

Допущение о постоянстве температуры в полостях газового двигателя, т. е.

$$T_1 \approx T_2 \approx T_0,$$

соответствует изотермичности процессов в полости ($n_п = 1, p_i\gamma_i = \text{const}$). Кроме того, введение коэффициента

$$\theta_{z0} = \frac{T_0}{T_z} < 1,$$

где $n_п$ — показатель политропы в полости;
T_z — температура на входе,

учитывает уравнение сохранения тепловой энергии. Тогда две переменные p_1, p_2 остаются связанными двумя уравнениями сохранения весового расхода:

$$\left.\begin{aligned} G_1 &= \frac{dV_1}{dt}\gamma_1 + \frac{d\gamma_1}{dt}V_1; \\ G_2 &= \frac{dV_2}{dt}\gamma_2 + \frac{d\gamma_2}{dt}V_2. \end{aligned}\right\} \qquad (XI.17)$$

Учитывая, что при $n_п = 1$

$$\gamma_п = \frac{p_п}{RT_0}; \quad \gamma_1 = \frac{p_1}{RT_0}; \quad \frac{d\gamma_i}{dt} = \frac{1}{RT_0}\frac{dp_i}{dt},$$

где R — газовая постоянная;
$p_п$ — давление в полости,

а также принимая во внимание уравнения (XI.14), получим:

$$\left.\begin{aligned} G_1 &= F_V\frac{p_1}{RT_0}\frac{dx_{шт}}{dt} + \frac{1}{RT_0}\frac{dp_1}{dt} - (V_0 - F_V x_{шт}); \\ G_2 &= -F_V\frac{p_2}{RT_0}\frac{dx_{шт}}{dt} + \frac{1}{RT_0}\frac{dp_2}{dt}(V_0 - F_V x_{шт}). \end{aligned}\right\} \qquad (XI.18)$$

Вычитая из первого уравнения системы (XI.18) второе, найдем

$$G_1 - G_2 = \frac{F_V}{RT_0}\frac{dx_{шт}}{dt}(p_1 + p_2) + \frac{V_0}{RT_0}\frac{d(p_1 - p_2)}{dt} + \frac{F_V x_{шт}}{RT_0}\frac{d(p_1 + p_2)}{dt}. \qquad (XI.19)$$

Принимая второе допущение о равенстве абсолютных величин приращений давления

$$p_1 = p_0 + \frac{\Delta p}{2}; \quad p_2 = p_0 - \frac{\Delta p}{2},$$

получим

$$p_1 - p_2 = \Delta p; \quad p_1 + p_2 = 2p_0 = \text{const}.$$

Перепишем уравнение (XI.19) в безразмерном виде:

$$\Delta\psi = 2\beta_{z0}k_V T_{дв}\dot{\chi} + T_{дв}\Delta\dot{\beta}_z, \qquad (XI.20)$$

где $\Delta\psi = \frac{G_1 - G_2}{G_{max}}$; $\chi = \frac{x_{шт}}{x_{шт\,max}}$ и $\Delta\beta_z = \frac{\Delta p}{p_z}$ — безразмерные разность расходов, перемещения штока и перепад давлений соответственно;

p_z — давление на входе;

$\beta_{z0}=\frac{p_0}{p_z}$ — безразмерное равновесное давление;

$T_{дв}=\frac{V_0 p_z}{G_{max} R T_z \theta_{z0}}$ — постоянная времени двигателя;

$k_V=1-\frac{V_з}{V_0}$ — коэффициент использования объема.

Выше отмечалось, что выходной безразмерной величиной пневматического двигателя является

$$\rho=\frac{R}{R_{max}},$$

где R — усилие на штоке;

R_{max} — максимальное усилие.

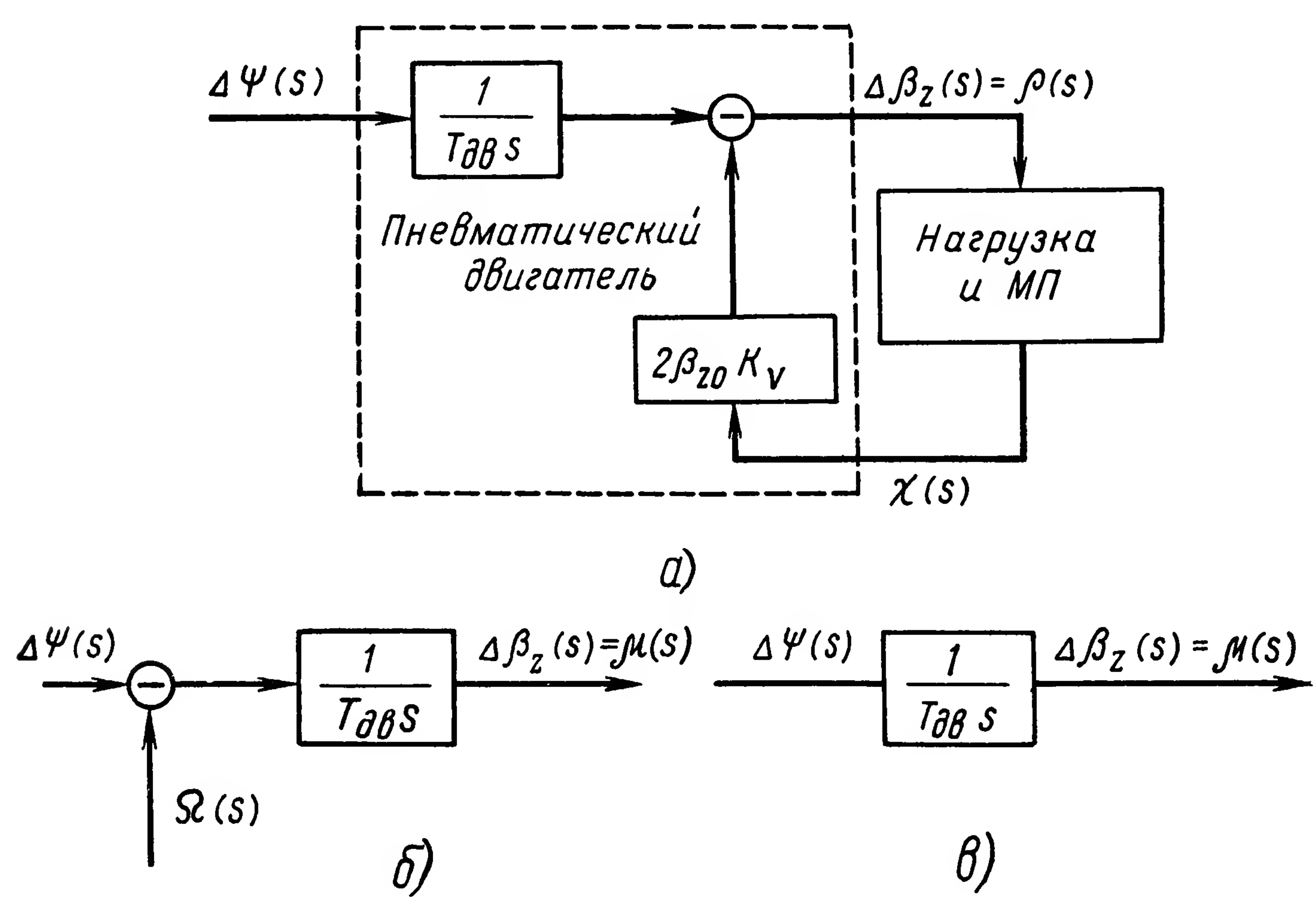


Рис. XI.11. Структурные схемы пневматических двигателей:

а — поршневого; *б* — аксиально-поршневого и газомоторного; *в* — турбинного

Введя обозначение $F_э$ — эффективная площадь по усилию, можно записать, что для любого двигателя статического действия

$$R=F_э\Delta p,$$

где $F_э=F_{эм}$ — для мембранного двигателя;

$F_э=F_с$ — сильфонного двигателя;

$F_э=F_п$ — поршневого двигателя;

причем

$$R_{max}=F_э p_z,$$

тогда

$$\rho=\frac{F_э\Delta p}{F_э p_z}=\frac{p_1-p_2}{p_z}=\Delta\beta_z.$$

После несложных преобразований получим окончательное уравнение пневматического двигателя статического действия:

$$T_{дв}\Delta\beta_z=\Delta\psi-2\beta_{z0}k_V T_{дв}\dot{\chi}. \qquad \text{(XI.21)}$$

Производя преобразование Лапласа при нулевых условиях, найдем уравнение пневматического двигателя в операторной форме:

$$T_{\text{дв}} s \Delta\beta_z (s) = \Delta\psi (s) - 2\beta_{z0} k_V T_{\text{дв}} s \chi (s)$$

или

$$\rho (s) = \Delta\beta_z (s) = \frac{1}{T_{\text{дв}} s} \Delta\psi (s) - 2\beta_{z0} k_V \chi (s). \qquad (XI.22)$$

На основании последнего уравнения построена структурная схема пневматического двигателя статического действия, показанная на рис. XI.11, *а*, где входом является величина $\Delta\psi (s)$, а член $2\beta_{z0} k_V \chi (s)$ характеризует влияние нагрузки.

В тех случаях, когда температуры в полостях изменяются значительно и принятые выше допущения некорректны, можно применить линеаризацию уравнений пневматического усилителя и пневматического двигателя для случая малых отклонений от стационарного положения, предложенную в работах [12], [13], [14].

Отметим, что при этом система линеаризованных уравнений пневматического двигателя имеет второй порядок. Кроме того, допущение о малых отклонениях не позволяет создать линейную динамическую модель пневматического привода, хорошо описывающую его работу в большом диапазоне изменения переменных величин (x, Δp, $\dot{x}$, $u_{\text{вх}}$).

4. ГАЗОМОТОРНЫЕ ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ ДВИГАТЕЛИ

В газомоторных пневматических двигателях используется потенциальная энергия газового потока. В отличие от пневматических двигателей статического действия потенциальная энергия газового потока (давление газа) преобразуется не в одном, а в нескольких силовых цилиндрах, причем за счет пространственного расположения

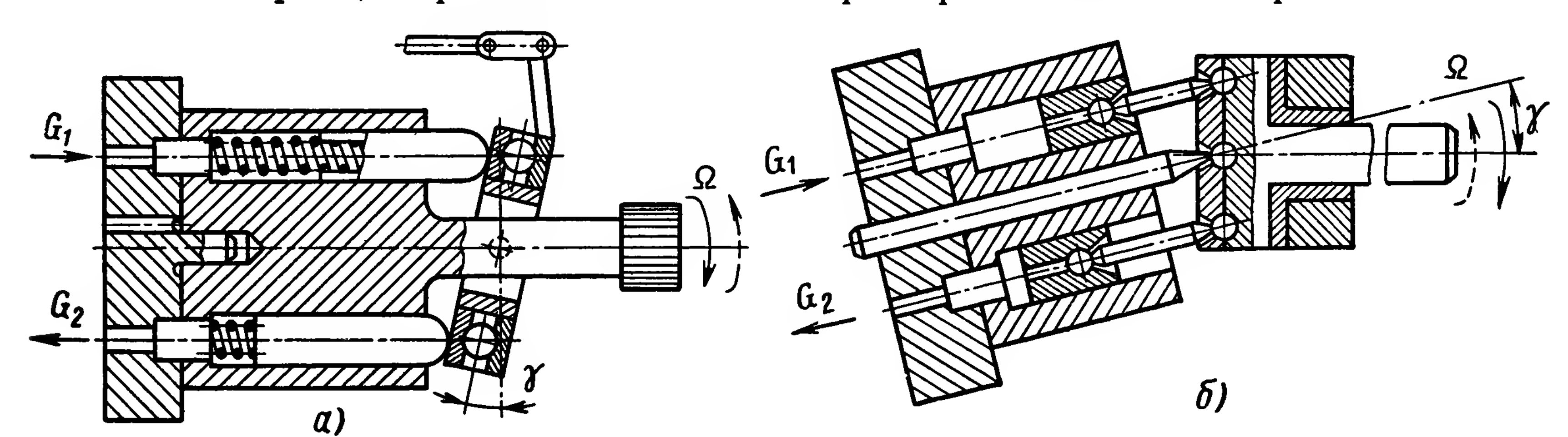


Рис. XI.12. Принципиальные схемы аксиально-поршневых газомоторных двигателей:

а — двигатель с наклонной шайбой; *б* — двигатель с наклонным блоком цилиндров

цилиндров давление газа преобразуется в крутящий момент на выходном валу газомоторного двигателя.

Газомоторные двигатели можно разделить на поршневые и пластинчатые. Наиболее широкое применение в настоящее время получили аксиально-поршневые и пластинчатые газомоторные двигатели [3], поэтому в дальнейшем подробно анализируются именно эти два типа двигателей.

Аксиально-поршневой газомоторный двигатель. Этот тип двигателей выполняют по двум конструктивным схемам: с наклонной шайбой (рис. XI.12, *а*) и с наклонным блоком цилиндров (рис. XI.12, *б*). Кинематическая основа этих схем — пространственный шатунно-кривошипный механизм (рис. XI.13). Для сохранения кинематики вращения точки x в плоскости шайбы цилиндр должен описывать некоторый эллипс, представляющий собой след проекции точки x на плоскость, перпендикулярную оси цилиндра ($z\,0\,y$). Перемещение поршня в цилиндре относительно нейтральной точки x_0 можно выразить через углы α и γ следующим образом:

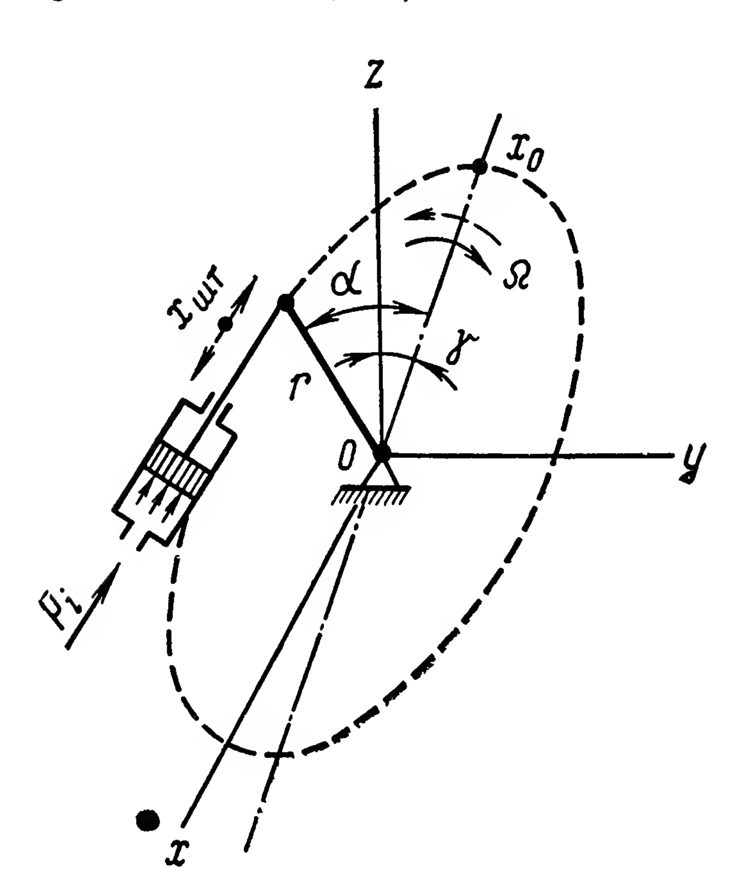


Рис. XI.13. Расчетная схема газомоторного двигателя:

γ — угол наклона шайбы в плоскости $x0z$; α — угол разворота цилиндра в плоскости шайбы; r — длина рычага

$$x = r\,(1 - \cos\alpha)\sin\gamma. \qquad (XI.23)$$

Поскольку цилиндровый блок в обеих конструкциях вращается, необходимо специальное распределительное устройство для подвода газа к цилиндрам. Обычно оно выполняется в виде двух серпообразных окон в корпусе двигателя (соединенных с первым и вторым приемниками) и каналов в блоке цилиндров, которые соединяют эти прорези с цилиндрами.

Для вывода уравнения данного типа газомоторного двигателя воспользуемся уравнением сохранения расхода газа через полости первого и второго приемников:

$$\left.\begin{aligned} G_{11} - G_{21} = G_1 = \frac{d\,(\gamma_1 V_1)}{dt}\,; \\ G_{12} - G_{22} = G_2 = \frac{d\,(\gamma_2 V_2)}{dt}\,, \end{aligned}\right\} \qquad (XI.24)$$

где G_{11} и G_{12} — весовые расходы втекания газа в первую и вторую полости приемника;

G_{21} и G_{22} — весовые расходы вытекания газа из первой и второй полостей приемника;

γ_1 и γ_2 — удельные веса газа в приемниках и соединенных с ними силовых цилиндрах;

V_1 и V_2 — переменные объемы приемников и соединенных с ними силовых цилиндров.

В уравнениях (XI.24) будут четыре неизвестных величины — давления и температуры в каждом из приемников. Для сокращения числа неизвестных величин допустим, что температуры в приемниках и в силовых цилиндрах мало отличаются от равновесной температуры, т. е.

$$T_1 = T_2 = T_0,\ \theta_{z0} = \frac{T_0}{T_z} = \frac{T_1}{T_z} = \frac{T_2}{T_z},$$

а приращения давления равны по абсолютной величине, т. е.

$$p_1 = p_0 + \frac{\Delta p}{2};\ p_2 = p_0 - \frac{\Delta p}{2};\ \Delta p = p_1 - p_2;\ p_1 + p_2 = 2p_0.$$

С учетом этих допущений уравнения (XI.24) можно преобразовать к виду:

$$\left.\begin{aligned} G_1 &= \frac{1}{2RT_0}\frac{d\,\Delta p}{dt}V_1 + \left(\frac{p_0}{RT_0} + \frac{\Delta p}{2RT_0}\right)\frac{dV_1}{dt}; \\ G_2 &= -\frac{1}{2RT_0}\frac{d\,\Delta p}{dt}V_2 + \left(\frac{p_0}{RT_0} - \frac{\Delta p}{2RT_0}\right)\frac{dV_2}{dt}. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XI.25)}$$

Вычитая из первого уравнения системы (XI.25) второе, получим

$$G_1 - G_2 = \frac{1}{2RT_0}\frac{d\,\Delta p}{dt}[V_1 + V_2] + \frac{p_0}{RT_0}\frac{d(V_1 - V_2)}{dt} + \frac{\Delta p}{2RT_0}\frac{d(V_1 + V_2)}{dt}. \qquad \text{(XI.26)}$$

Для дальнейших преобразований уравнения (XI.26) необходимо вывести зависимости, связывающие изменения объемов первого и второго приемника V_1 и V_2 с конструктивными параметрами газового двигателя и скоростью вращения блока цилиндров. Такие зависимости можно приближенно вывести, приняв, что число силовых цилиндров z достаточно велико ($z > 10$).

Объем полости первого приемника будет состоять из объема собственно приемника с подводящими трубопроводами и суммы объемов половины силовых цилиндров (с точностью до размеров мертвых зон распределителей), а объем второго приемника — из такого же объема собственно приемника и другой половины объемов силовых цилиндров, т. е.

$$\left.\begin{aligned} V_1 &= V_{\text{сп}} + \sum_{j=1}^{z_1} V_j; \\ V_2 &= V_{\text{сп}} + \sum_{j=z_2}^{z} V_j, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XI.27)}$$

где $V_{\text{сп}}$ — объем собственно приемника и присоединенных к нему трубопроводов;

V_j — объем j-го силового цилиндра;

z — число силовых цилиндров;

z_1 — число силовых цилиндров, соединенных с первым приемником;

z_2 — число силовых цилиндров, соединенных со вторым приемником;

причем

$$z_1 = z_2 \approx \frac{z}{2}.$$

Учитывая, что объем силового цилиндра диаметра $d_{\text{с}}$ при ходе x_j,

$$V_j = \frac{\pi d_{\text{с}}^2}{4}x_j = fr(1 - \cos\alpha_j)\cos\gamma,$$

где

$$f=\frac{\pi d_c}{4};$$

γ — плотность газа,
выражения (XI.24) можно переписать в следующем виде:

$$\left.\begin{aligned}V_1+V_2&=2V_{сп}+fzr\cos\gamma-fr\cos\gamma\sum_{j=1}^{z}\cos\alpha_j;\\ V_1-V_2&=fr\cos\gamma\left[\sum_{j=1}^{z_1}\cos\alpha-\sum_{j=z_2}^{z}\cos\alpha_j\right],\end{aligned}\right\}\qquad(XI.28)$$

причем

$$\left.\begin{aligned}\frac{d}{dt}(V_1+V_2)&=fr\cos\gamma\sum_{j=1}^{z}\sin\alpha_j\frac{d\alpha_j}{dt};\\ \frac{d}{dt}(V_1+V_2)&=fr\cos\gamma\left[\sum_{j=z_2}^{z}\sin\alpha_j\frac{d\alpha}{dt}-\sum_{i=1}^{z_1}\sin\alpha_j\frac{d\alpha_j}{dt}\right].\end{aligned}\right\}\qquad(XI.29)$$

При вращении блока цилиндров углы α_j все время изменяются, производная любого угла есть угловая скорость вращения вала двигателя, т. е.

$$\frac{d\alpha_j}{dt}=\frac{d\alpha}{dt}=\omega.$$

Непосредственным геометрическим построением нетрудно убедиться, что в любой момент времени величины сумм

$$\sum_{j=1}^{z}\sin\alpha_j=\sum_{j=1}^{z}\cos\alpha_j=0,$$

т. е.

$$\left.\begin{aligned}V_1+V_2&=2V_{сп}+fr\cos\gamma z;\\ \frac{d}{dt}(V_1+V_2)&=0.\end{aligned}\right\}\qquad(XI.30)$$

Величина Σ определяется по формуле:

$$\Sigma=\sum_{j=z_2}^{z}\sin\alpha_j-\sum_{j=1}^{z_1}\sin\alpha_j.$$

Отметим, что в обеих суммах величины синусов противоположны по знаку, т. е. данные суммы можно заменить суммой абсолютных величин синусов:

$$\left|\Sigma\right|=\sum_{j=z_2}^{z}|\sin\alpha_j|+\sum_{j=1}^{z_1}|\sin\alpha_j|=\sum_{j=1}^{z}|\sin\gamma_i|.$$

График изменения величины $|\Sigma|$ при вращении блока цилиндров показан на рис. XI.14, из которого видно, что даже при относительно

небольшом числе силовых цилиндров ($z = 5$), величина $|\Sigma|$ незначительно ($< \pm 5\%$) отличается от некоторой усредненной величины $|\Sigma|_w$, т. е.

$$\left(\sum_{j=z_2}^{z} \sin\alpha - \sum_{j=1}^{z_1} \sin\alpha_j\right)\frac{d\alpha}{dt} \approx \left|\sum\right|_\omega \omega.$$

Второе уравнение (XI.29) также можно привести к виду

$$\frac{d(V_1 - V_2)}{dt} = fr\cos\gamma\left|\sum\right|_\omega \omega. \qquad \text{(XI.31)}$$

Величину $|\Sigma|_w$ удобнее всего определять непосредственным суммированием ординат графиков функции $\sum_{j=1}^{z} |\sin\gamma_j|$. Подставляя выражение (XI.30), (XI.31) в уравнение (XI.26), получим

$$G_1 - G_2 = \frac{2V_{\text{сп}} + fr\cos\gamma z}{2RT_0}\frac{d\Delta p}{dt} + \frac{fr\cos\gamma\,|\Sigma|_\omega p_0}{2RT_0}\omega. \qquad \text{(XI.32)}$$

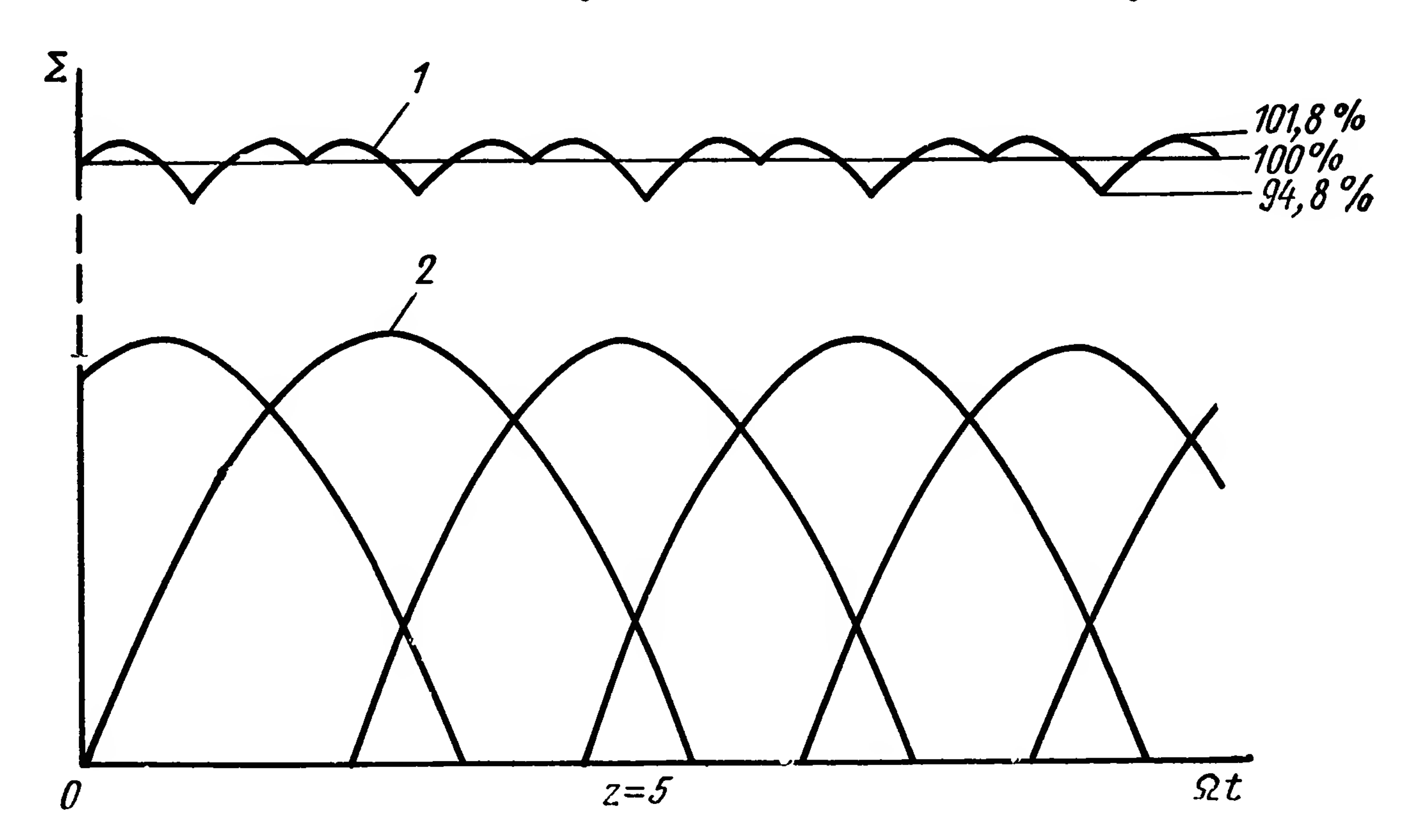


Рис. XI.14. График изменения суммарного объема цилиндров:
1 — суммарный объем цилиндров; *2* — объем *i*-го цилиндра

Очевидно, что максимальная угловая скорость будет достигаться на холостом ходу и при максимальной разности расходов, т. е.

$$G_{\max} = \frac{p_0 fr\cos\gamma\,|\Sigma|_\omega}{2RT_0}\omega_{\max}.$$

Момент, развиваемый пневматическим двигателем, равен сумме произведений тенгенциальных составляющих усилий, развиваемых всеми силовыми цилиндрами, на плечо приложения усилия (радиус окружности осей цилиндров r). Из рис. XI.13 достаточно просто получить выражение для момента M_j, развиваемого одним силовым цилиндром:

$$M_j = p_j fr\sin\gamma\sin\alpha_j,$$

где p_j — давление в j-м силовом цилиндре.

Учитывая закон распределения газа по цилиндрам в обоих приемниках и знак развиваемого момента, получим:

$$M_1 = \sum_{j=1}^{z_1} M_1 = p_1 fr \sin\gamma \sum_{j=1}^{z_1} |\sin\alpha_j|;$$

$$M_2 = \sum_{j=z_2}^{z} M_2 = p_2 fr \sin\gamma \sum_{j=z_2}^{z} |\sin\alpha_j|.$$

Общий крутящий момент, развиваемый двигателем, будет равен разности момента M_1 создаваемого цилиндрами, соединенными с первым (правым) приемником, и момента M_2, создаваемого цилиндрами, соединенными со вторым (левым) приемником, т. е.

$$M = M_1 - M_2 = p_1 fr \sin\gamma \sum_{j=1}^{z_1} |\sin\alpha_j| - p_2 fr \sin\gamma \sum_{j=z_2}^{z} \sin\alpha_j.$$

При большом числе цилиндров можно приближенно принять:

$$\sum_{j=1}^{z_1} |\sin\alpha_j| \approx \sum_{j=z_2}^{z} |\sin\alpha_j| \approx \left|\sum\right|_{max},$$

где величина $|\Sigma|_{max}$ находится непосредственным суммированием ординат графиков величин $\sum_{j=1}^{z_1} |\sin\alpha_j|$ или графиков $\sum_{j=z_2}^{z} |\sin\gamma_j|$.

С учетом этого крутящий момент двигателя представим в виде

$$M = (p_1 - p_2) fr \sin\gamma |\Sigma|_{max}.$$

Учитывая, что разность давлений p_1 и p_2 не может превосходить входного давления p_z, введем понятие «максимальный крутящий момент»

$$M_{max} = p_z fr \sin\gamma |\Sigma|_{max}.$$

Тогда в безразмерной форме выражение для момента, развиваемого двигателем, можно записать в следующем виде:

$$\mu = \Delta\beta_z,$$

где $\mu_н = \frac{M_н}{M_{max}}$; $\Delta\beta_z = \frac{p_1 - p_2}{p_z}$ — безразмерные крутящий момент и разность давления.

Имея выражения для максимальной угловой скорости, максимального расхода и максимального момента, нетрудно получить уравнение газомоторного двигателя в форме

$$T_{дв} \frac{d\,\Delta\beta_z}{dt} = \Delta\psi - \Omega, \qquad \text{(XI.33)}$$

где $T_{дв} = V_{сп} + \frac{fNr\cos\gamma}{G_{max} R T_0}$ — постоянная времени пневматического двигателя;

$\Delta\psi = \frac{G_1 - G_2}{G_{max}}$ и $\Omega = \frac{\omega}{\omega_{max}}$ — безразмерная разность расходов и угловая скорость.

Отметим, что в данном линеаризованном уравнении переменные $\Delta\beta_z$ и Ω получены с использованием некоторых усредненных величин,

поэтому это уравнение не учитывает пульсации реальных угловой скорости и развиваемого момента.

Переходя к преобразованию Лапласа при нулевых начальных условиях, получим операторное уравнение

$$T_{\text{дв}} s \Delta\beta_z(s) = \Delta\psi(s) - \Omega(s)$$

или

$$\Delta\beta_z(s) = \frac{1}{T_{\text{дв}} s} [\Delta\psi(s) - \Omega(s)]. \qquad \text{(XI.34)}$$

Структурная схема, соответствующая последнему уравнению, дана на рис. XI.11, *б*.

Пластинчатый газомоторный двигатель. Принципиальная схема простейшего пластинчатого газомоторного двигателя дана на рис. XI.15. Он состоит из статора с приемниками, имеющего круглую выточку, и ротора с выдвижными пластинами, причем между осью круговой выточки статора и осью ротора имеется эксцентриситет e, поэтому

$$D_{\text{кс}} - D_{\text{р}} = 2e,$$

где $D_{\text{кс}}$ — диаметр круговой выточки статора;

$D_{\text{р}}$ — диаметр ротора.

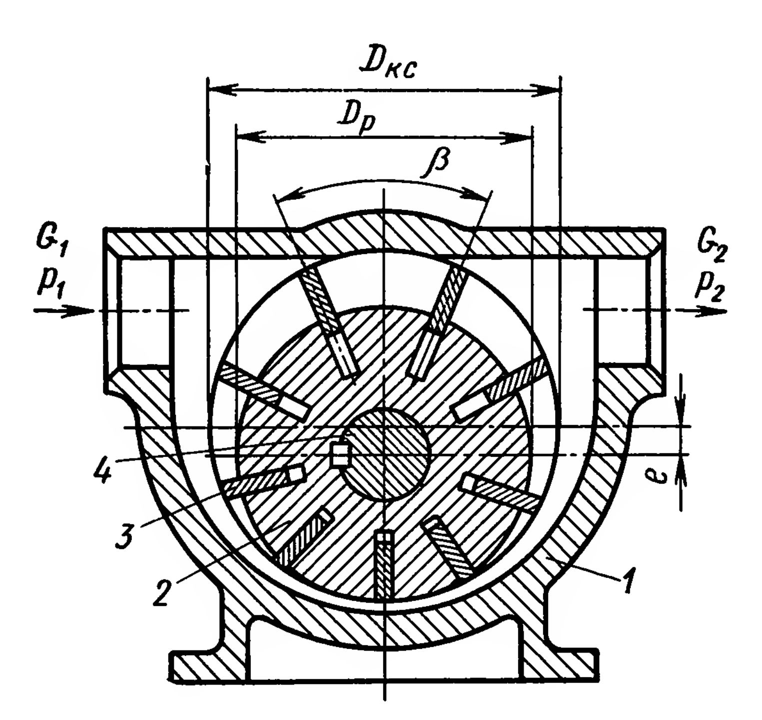


Рис. XI.15. Принципиальная схема пластинчатого газомоторного двигателя:

1 — статор; 2 — ротор; 3 — пластины: 4 — выходной вал

Из рис. XI.15 видно, что максимальное перемещение пластины

$$x_{\max} = D_{\text{кс}} - D_{\text{р}} = 2e.$$

Для вывода уравнения данного двигателя воспользуемся уравнениями (XI.24) сохранения расхода через полости приемников. Для линеаризации этих уравнений примем те же допущения, какие принимались для линеаризации уравнения аксиально-поршневого газомоторного двигателя, в результате чего приходим к уравнению (XI.26). Для дальнейших преобразований этого уравнения необходимо вывести уравнения, связывающие изменения объемов первой V_1 и второй V_2 полостей приемника с углом поворота выходного вала.

В данном случае изменение объема происходит при движении лопасти в пределах угла β_1, причем ввиду его небольшой величины можно считать, что ширина кольцевого зазора между статором и ротором постоянна и равна

$$x = 2e.$$

Тогда выражения для переменных объемов первой V_1 и второй V_2 полостей имеют вид:

$$V_1 = V_{10} + bx\alpha \frac{D_{\text{кс}}}{2};$$

$$V_2 = V_{20} - bx\alpha \frac{D_{\text{кс}}}{2},$$

где $V_{10} = V_{20}$ — объемы полостей первого и второго приемников при нейтральном (вертикальном) положении пластины;

b — ширина пластины;

α — угол поворота вала от нулевого положения.

Тогда

$$\left.\begin{aligned} & V_1 + V_2 = 2V_{10}; \quad \frac{d(V_1 + V_2)}{dt} = 0; \\ & V_1 - V_2 = bx_{max}\alpha D_{кс}; \quad \frac{d(V_1 - V_2)}{dt} = 2beD_{кс}\frac{d\alpha}{dt} = 2beD_{кс}\omega. \end{aligned}\right\} \quad (XI.35)$$

Подставляя полученные выражения в уравнение (XI.26), запишем

$$G_1 - G_2 = \frac{2V_{10}}{2RT_0}\frac{d\Delta p}{dt} + \frac{2p_0beD_{кс}}{2RT_0}\omega. \quad (XI.36)$$

Отметим далее, что число лопаток для непрерывной работы должно быть таким, чтобы

$$\beta \leqslant 2\alpha_{max}, \text{ т.е. } z_л \geqslant \frac{2\pi}{2\alpha_{max}},$$

где α_{max} — угол поворота вала, при котором лопатка выходит из кольцевой выточки статора;

$z_л$ — число лопаток.

При выполнении этого условия можно допустить существование некоторой усредненной установившейся скорости. Ее максимальное значение определяется максимальным расходом газа при отсутствии нагрузки, т. е.

$$G_{max} = \frac{p_0beD_{кс}}{2RT_0}\omega_{max}.$$

Момент, развиваемый двигателем, равен произведению площади лопатки на перепад давлений:

$$M = \Delta pb \cdot 2eR_{кс} = (p_1 - p_2)\, beD_{кс}.$$

Вследствие того, что ротор имеет конечное число пластин, возникают неизбежные пульсации крутящего момента, однако с увеличением числа пластин их величина может быть значительно снижена.

Известны следующие эмпирические формулы для подсчета коэффициента неравномерности пластинчатого двигателя [3]:

$$\delta = \frac{M'_{max} - M''_{max}}{M_{max}} = \frac{500}{N^2}\,\%; \; N \text{ — четное};$$

$$\delta = \frac{125}{N^2}\,\%; \; N \text{ — нечетное};$$

где M'_{max} — наибольший максимальный момент;

M''_{max} — наименьший максимальный момент;

M_{max} — номинальный максимальный момент.

Номинальный максимальный момент M_{max}, развиваемый двигателем,

$$M_{max} = p_z beD_{кс}.$$

Определив максимальные переменные G_{max}, ω_{max}, M_{max}, приведем уравнение газомоторного пластинчатого двигателя к безразмерному виду:

$$T_{дв}\frac{d\Delta\beta_z}{dt}=\Delta\psi-\Omega, \qquad (XI.37)$$

где $T_{дв}=\frac{2V_0}{GRT_0}$ — постоянная времени двигателя, а другие обозначения соответствуют обозначениям в уравнении (XI.33).

Уравнение (XI.37) совпадает с уравнением (XI.33) и, следовательно, аксиально-поршневой и пластинчатый газомоторные двигатели можно представить одной и той же структурной схемой, показанной на рис. XI.11, *б*.

5. ТУРБИННЫЕ ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ ДВИГАТЕЛИ

В пневматических двигателях турбинного типа кинетическая энергия газового потока преобразуется в механическую энергию вращения выходного звена (ротора турбины с выходным валом). Как указывалось выше, турбины можно разделить на два типа: активные и реактивные.

Для пневматических двигателей относительно малой мощности (порядка нескольких киловатт) особенно желательно уменьшение массы и габаритных размеров при несколько уменьшенном к. п. д. В этих целях в приводных пневматических турбинных двигателях обычно используются одновенечные активные пневматические турбины [9], [6]. Принцип действия турбины показан на рис. XI.6. За счет поворота газа в лопаточном венце турбины образуется крутящий момент, приложенный к ротору турбины. Турбинные пневматические двигатели подразделяются на реверсивные и нереверсивные. При использовании нереверсивного пневматического двигателя его турбина вращается с постоянной скоростью, и передача движения на выходной вал осуществляется с помощью фрикционных электромагнитных муфт. В данном случае уравнение пневматического двигателя имеет простой вид:

$$M_{кр}=\text{const} \quad \text{или} \quad \frac{M_{кр}}{M_{кр\,max}}=\mu=\text{const},$$

где $M_{кр}$ — крутящий момент, развиваемый турбиной.

Для осуществления реверса в турбинном пневматическом двигателе применяют двухвенечный ротор, причем газовый поток от первого приемника попадает на один венец, а газовый поток от второго приемника — на другой венец. В зависимости от абсолютных величин газовых потоков от первого и второго приемников вращение ротора будет происходить в ту или иную сторону.

Выходной величиной турбинного пневматического двигателя является крутящий момент. Поэтому для вывода уравнения турбинного пневматического двигателя необходимо вначале вывести зависи-

мость, связывающую крутящий момент на одном лопаточном венце с конструктивными параметрами двигателя.

Мощность, развиваемая одним лопаточным венцом турбины, определяется формулой

$$N_i = G_i L_{\text{т}i} \eta_{\text{т}}, \tag{XI.38}$$

где N_i — мощность, развиваемая одним венцом турбины;
G_i — весовой расход газа;
$L_{\text{т}i}$ — располагаемая работа газа;
$\eta_{\text{т}}$ — к. п. д. венца турбины.

Поскольку пневматические турбины в приводах работают, как правило, на больших давлениях, течение газа в соплах турбины будет сверхкритическим. Расход газа через сопловой аппарат можно определить по формуле расхода для адиабатического процесса [23]

$$G_i = \mu_{\text{с}} f_{\Sigma} p_i \sqrt{\frac{gk}{RT_i}\left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{k+1}{k-1}}}, \tag{XI.39}$$

где $\mu_{\text{с}}$ — коэффициент расхода в соплах;
f_{Σ} — суммарная площадь сопл;
p_i, T_i — давление и температура газа на входе в сопло;
R — газовая постоянная;
k — коэффициент адиабаты.

Предполагая расширение газа в сопле адиабатическим, можно определить работу и скорость газа на выходе из сопла:

$$L_{\text{т}i} = \frac{k}{k-1} RT_i \left[1 - \left(\frac{p_a}{p_i}\right)^{\frac{k-1}{k}}\right]; \tag{XI.40}$$

$$c_{\text{ад}} = k_{\text{с}} \sqrt{2gRT_i \frac{k}{k-1}\left[1 - \left(\frac{p_a}{p_i}\right)^{\frac{k-1}{k}}\right]}, \tag{XI.41}$$

где $c_{\text{ад}}$ — адиабатическая скорость газа на выходе из сопла;
p_a — давление газа на выходе из турбины;
$k_{\text{с}}$ — скоростной коэффициент соплового аппарата.

К. п. д. активной ступени может быть вычислен по известной формуле Банки:

$$\eta_{\text{т}} = 2k_{\text{с}}^2 \left(1 + k_{\text{л}} \frac{\cos\beta_2}{\cos\beta_1}\right)\left(\cos\alpha_1 - \frac{U}{c_{\text{ад}}}\right)\frac{U}{c_{\text{ад}}}, \tag{XI.42}$$

где $k_{\text{л}}$ — скоростной коэффициент лопаточного аппарата;
α_1 — угол наклона вектора скорости газа, вытекающего из сопла $c_{\text{ад}}$ к плоскости ротора (рис. XI.6);
β_1 — угол наклона вектора входной скорости газа $c_{\text{вх}}$ к плоскости ротора (рис. XI.6);
β_2 — угол наклона вектора выходной скорости к плоскости ротора (рис. XI.6);
$U = \frac{\pi D_{\text{ср}}}{2}\omega = \frac{\pi D_{\text{ср}} n}{60}$ — окружная скорость в среднем сечении лопаток;

$D_{ср}$ — диаметр среднего сечения лопаток;
ω — угловая скорость, рад/с;
n — частота вращения, об/мин.

Изменения величины к. п. д. ступени от величины $\frac{U}{c_{ад}}$ при заданном значении степени расширения β_a показано на рис. XI.16.

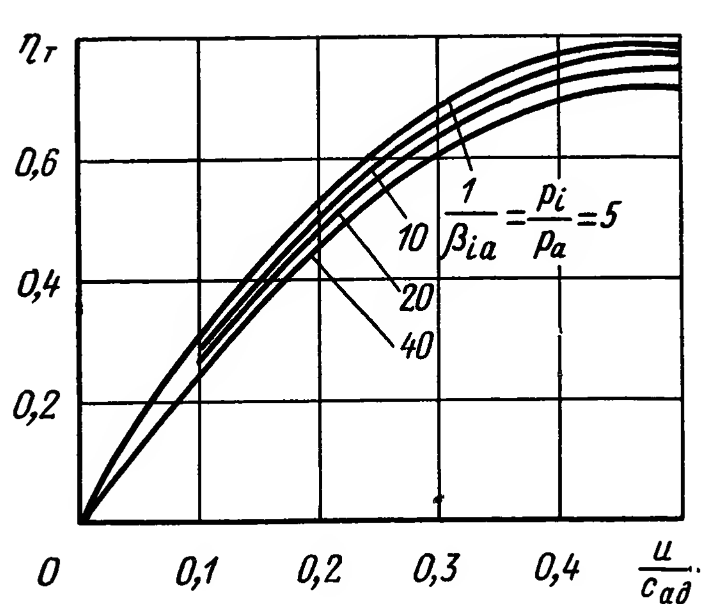


Рис. XI.16. График изменения к. п. д. ступени

Так как приводные двигатели имеют малую мощность (порядка киловатт), а следовательно — небольшие размеры, величина параметра $\frac{U}{c_{ад}}$ изменяется в пределах

$$\frac{U}{c_{ад}} < 0{,}10 \div 0{,}15.$$

Из рис. XI.16 видно, что при изменении величины $\frac{U}{c_{ад}}$ в этих пределах зависимость $\eta_т = \eta_т\left(\frac{U}{c_{ад}}\right)$ может быть аппроксимирована прямой линией:

$$\eta_т \cong \eta_т \Big|_{\frac{U}{c_{ад}}=0} + \frac{\partial \eta}{\partial \frac{U}{c_{ад}}}\Bigg|_{\frac{U}{c_{ад}}} \frac{U}{c_{ад}} = 2k_с^2\left(1 + k_л \frac{\cos\beta_2}{\cos\beta_1}\right)\frac{U}{c_{ад}}\cos\alpha_1. \quad (XI.43)$$

Тогда выражение для мощности одновенечной турбины N_i (XI.38) с учетом соотношений (XI.39), (XI.40), (XI.41) и (XI.43) примет вид

$$N_i = N_т = \frac{\mu_c f_\Sigma p_i \sqrt{\frac{gk}{RT_i}\left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{k+1}{k-1}}\frac{k}{k-1}RT_i\left[1-\left(\frac{p_a}{p_z}\right)^{\frac{k-1}{k}}\right]} \times 2k_с^2\left(1+k_л\frac{\cos\beta_2}{\cos\beta_1}\right)\frac{D_{ср}}{2}\omega\cos\alpha_1}{k_с\sqrt{2gRT_i\frac{k}{k-1}\left[1-\left(\frac{p_a}{p_z}\right)^{\frac{k-1}{k}}\right]}} =$$

$$= f_\Sigma p_i D_{ср}\sqrt{\frac{k^2}{k^2-1}\left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{2}{k-1}}}\sqrt{1-\left(\frac{p_a}{p_z}\right)^{\frac{k-1}{k}}}\,k_с\left(1+k_л\frac{\cos\beta_2}{\cos\beta_1}\right)\omega\cos\alpha_1, \quad (XI.44)$$

но развиваемая турбиной мощность равна произведению момента на угловую скорость, т. е.

$$N_т = M\omega. \quad (XI.45)$$

Сопоставляя выражения (XI.44) и (XI.45), найдем

$$M = f_с p_i D_{ср} A(k) B\left(\frac{p_a}{p_z}\right) E_к, \quad (XI.46)$$

где $A(k)=\sqrt{\frac{k^2}{k^2-1}\left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{2}{k-1}}}$ — постоянный коэффициент, зависящий от свойств газа (показателя адиабаты);

$B\left(\frac{p_a}{p_z}\right)=\sqrt{1-\left(\frac{p_a}{p_z}\right)^{\frac{k-1}{k}}}$ — постоянный коэффициент, зависящий от степени расширения газа;

$E_к=k_с\cos\alpha_1\left(1+k_л\frac{\cos\beta_2}{\cos\beta_1}\right)$ — коэффициент, зависящий от конструктивных параметров турбины.

В реверсивном турбинном пневматическом двигателе, как это показано на рис. XI.5, применяются два одинаковых сопловых аппарата и два венца, причем моменты, создаваемые лопаточными венцами, противоположны по знаку. Следовательно, момент на выходном валу реверсивного двигателя можно представить в виде

$$M=M_1-M_2,$$

где M_1 — момент, развиваемый первым лопаточным венцом;

M_2 — момент, развиваемый вторым лопаточным венцом.

Поскольку конструктивные параметры обоих венцов одинаковы, то

$$M=f_\Sigma D_{ср}A(k)\,E_к\left[p_1B\left(\frac{p_a}{p_1}\right)-p_2B\left(\frac{p_a}{p_2}\right)\right].$$

Отметим, что величина коэффициента $B\left(\frac{p_a}{p_i}\right)$ мало изменяется с изменением отношения $\frac{p_a}{p_i}$, поэтому в последней формуле можно допустить, что $B\left(\frac{p_a}{p_1}\right)\approx B\left(\frac{p_a}{p_2}\right)\approx B\left(\frac{p_a}{p_0}\right)$, где p_0 — равновесное давление. Тогда

$$M=(p_1-p_2)\,f_\Sigma D_{ср}\,A(k)\,E_кB\left(\frac{p_a}{p_0}\right). \quad (XI.47)$$

Очевидно, что максимально возможный момент, развиваемый пневмотурбинным двигателем, будет иметь место при $p_1-p_2=p_z$, или

$$M_{max}=p_zf_\Sigma D_{ср}A(k)\,E_кB\left(\frac{p_a}{p_0}\right).$$

Найдя величину M_{max}, нетрудно представить момент, развиваемый пневмотурбинным двигателем, в следующем виде:

$$\mu=\frac{M}{M_{max}}=\frac{p_1-p_2}{p_z}=\Delta\beta_z. \quad (XI.48)$$

Уравнение турбинного пневматического двигателя можно получить на основании уравнения сохранения расходов газа, проходящего через полости первого и второго приемников. В данном случае при вращении

выходного вала объем полостей приемников не изменяется, т. е. $V_1 = V_2 = V_0$. Уравнения сохранения расхода имеют вид:

$$\left.\begin{aligned} G_1 &= \frac{d(\gamma_1 V_1)}{dt} = \frac{d\gamma_1}{dt} V_0; \\ G_2 &= \frac{d(\gamma_2 V_2)}{dt} = \frac{d\gamma_2}{dt} V_0. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XI.49)}$$

Учитывая ранее принятые допущения о равенстве температур в приемниках, т. е. $T_1 \simeq T_2 \simeq T_0$ после несложных преобразований получим уравнение турбинного пневматического двигателя:

$$G_1 - G_2 = \frac{V_0}{RT_0} \frac{d(p_1 - p_2)}{dt}. \qquad \text{(XI.50)}$$

Максимальный расход, потребляемый пневматическим двигателем, находим по формуле (XI.39), имея в виду, что $p_1 = p_2 = p_0$:

$$G_{\max} = G_{10} + G_{20} = 2p_0\mu_c f_\Sigma \sqrt{\frac{gk}{RT_0}\left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{k+1}{k-1}}}. \qquad \text{(XI.51)}$$

Используя выражение (XI.48) и (XI.51), уравнение турбинного газового двигателя можно привести к безразмерному виду:

$$T_{\text{дв}} \frac{d\,\Delta\beta_z}{dt} = \Delta\psi, \qquad \text{(XI.52)}$$

где $T_{\text{дв}} = \frac{V_0 p_z}{GRT_0}$ — постоянная времени газового двигателя;

$\mu = \Delta\beta_z = \frac{p_1 - p_2}{p_z}$; $\Delta\psi = \frac{G_1 - G_2}{G_{\max}}$ — безразмерные крутящий момент и разность расходов.

Применив преобразование Лапласа при нулевых начальных условиях к уравнению (XI.52), получим операторное уравнение

$$T_{\text{дв}} s\,\Delta\beta_z(s) = \Delta\psi(s). \qquad \text{(XI.53)}$$

На основании уравнения (XI.53) можно построить структурную схему турбинного пневматического двигателя (рис. XI.11, *в*), отличительной чертой которой является отсутствие связи по скорости выходного звена.

6. СТРУЙНО-РЕАКТИВНЫЕ ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ ДВИГАТЕЛИ

В струйно-реактивных пневматических двигателях энергия газового потока, поступающего в приемники, преобразуется в усилие (момент), развиваемое реактивными соплами. Струйно-реактивные пневматические двигатели могут применяться как обычные двигатели сервопривода (струйно-реактивные турбины) с последующей передачей движения на управляющий орган. На летательных аппаратах они используются непосредственно для создания управляющего момента, причем нагрузкой пневматического двигателя в этом случае является не орган управления (руль, рулевой двигатель), а сам лета-

тельный аппарат. Но несмотря на указанное различие в практическом применении струйно-реактивные пневматические двигатели описываются одним и тем же уравнением.

Выходной величиной струйно-реактивного пневматического двигателя является момент, создаваемый парой встречно-направленных реактивных сопл относительно какой-то оси (в случае двигателя сервопривода — оси вращения ротора, в случае струйно-реактивного управления летательного аппарата — оси, проходящей через центр тяжести летательного аппарата). Для вывода уравнения струйно-реактивного двигателя прежде всего необходимо найти зависимость крутящего момента от конструктивных параметров двигателя.

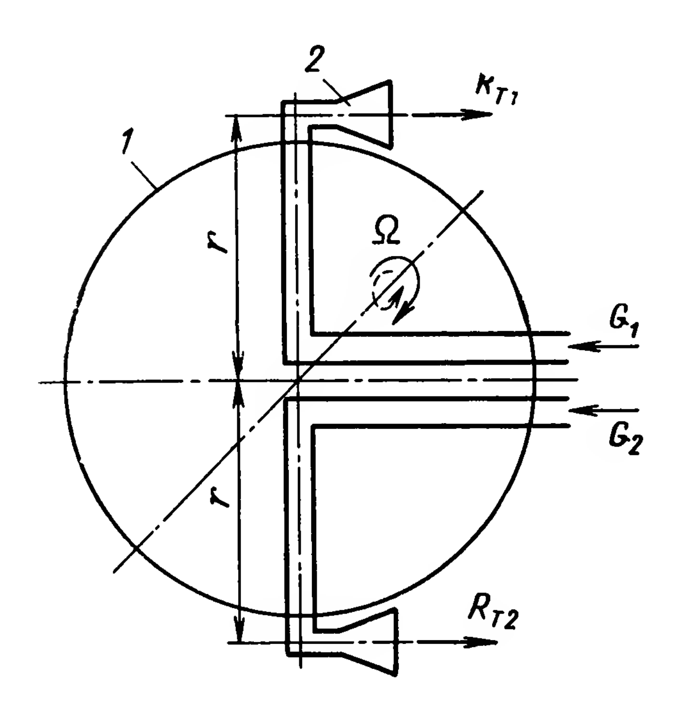


Рис. XI.17. Расчетная схема струйно-реактивного пневматического двигателя:

1 — корпус управляемого объекта; *2* — реактивные сопла

Как видно из рис. XI.17, момент, создаваемый струйно-реактивным двигателем, можно представить в следующем виде:

$$M=(R_{т1}-R_{т2})r, \qquad (XI.54)$$

где $R_{т1}$ — реактивная тяга сопла, соединенного с первым приемником;

$R_{т2}$ — реактивная тяга сопла, соединенного со вторым приемником;

r — расстояние от оси сопл до оси вращения двигателя.

Сила тяги расширяющегося сопла может быть выражена уравнением [10]

$$R_{тi}=m_i C_{ai}-f_{ai}p_a, \qquad (XI.55)$$

где $m_i=\frac{G_i}{g}$ — массовый расход газа через сопло;

G_i — весовой расход газа через сопло;

C_{ai} — скорость газа на срезе сопла;

p_a — давление газа на срезе сопла;

f_{ai} — площадь среза сопла.

Так как давление газа в приемниках (p_i) обычно превосходит двойное давление выхлопа ($2p_a$), течение газа через сопло можно принять сверхкритическим, т. е. расход газа через сопло можно выразить следующим образом:

$$G_i=\mu_c f_{кр} p_i \sqrt{\frac{gk}{RT_i}\left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{k+1}{k-1}}}, \qquad (XI.56)$$

где μ_c — коэффициент расхода в критическом сечении сопла;

$f_{кр}$ — площадь критического сечения сопла;

p_i, T_i — давление и температура газа на входе в сопло;

R — газовая постоянная;

k — показатель адиабаты.

Приняв процесс расширения газа адиабатическим, достаточно просто найти скорость газа на срезе сопла:

$$C_{ai}=\sqrt{2g\frac{k}{k-1}RT_i\left[1-\left(\frac{p_a}{p_i}\right)^{\frac{k-1}{k}}\right]},\qquad (XI.57)$$

для обеспечения адиабатического истекания газа в среду с давлением C_{ai} и скоростью p_a необходимо, чтобы между площадью критического сечения $f_{кр}$ и площадью среза сопла f_{ai} существовало вполне определенное соотношение

$$\frac{f_{ai}}{f_{кр}}=\frac{\sqrt{\frac{k-1}{2}\left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{k+1}{k-1}}}}{\sqrt{\left(\frac{p_a}{p_i}\right)^{\frac{2}{k}}-\left(\frac{p_a}{p_i}\right)^{\frac{k+1}{k}}}}.\qquad (XI.58)$$

Очевидно, что сопло будет работать в расчетном режиме только при строго определенном выборе давления и температуры перед ним. При нерасчетном режиме к. п. д. сопла незначительно снижается, но расчетные зависимости не изменяются.

Реверсивный струйно-реактивный пневматический двигатель имеет два одинаковых сопла, работающих при переменных температуре и давлении. Но в качестве расчетного давления и расчетной температуры обычно принимают давление и температуру равновесного режима. В этом случае

$$\left.\begin{aligned}
G_0&=\mu_c f_{кр}p_0\sqrt{\frac{gk}{RT_0}\left(\frac{k}{k+1}\right)^{\frac{k+1}{k-1}}};\\
G_{a0}&=\sqrt{2g\frac{k}{k-1}RT_0\left[1-\frac{p_a}{p_0}^{\frac{k-1}{k}}\right]};\\
\frac{f_{a0}}{f_{кр}}&=\frac{\sqrt{\frac{k-1}{2}\left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{k+1}{k}}}}{\sqrt{\frac{p_a}{p_0}^{\frac{2}{k}}-\frac{p_a}{p_0}^{\frac{k+1}{k}}}}.
\end{aligned}\right\}\qquad (XI.59)$$

Пусть в обоих соплах площади выходных сечений одинаковы и равны.

Тогда уравнение (XI.55) с учетом выражений (XI.56) и (XI.57) можно переписать в виде

$$R_{тi}=\frac{G_i}{g}C_{ai}-f_{a0}p_0=$$

$$=\frac{1}{g}\mu_c f_{кр}p_i\sqrt{\frac{gk}{RT_i}\left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{k+1}{k-1}}}\sqrt{2gRT_i\frac{k}{k-1}\left[1-\left(\frac{p_a}{p_i}\right)^{\frac{k-1}{k}}\right]}-$$

$$-f_{a0}p_a=\mu_c f_{кр}p_iA(k)B\left(\frac{p_a}{p_i}\right)-f_{a0}p_a,\qquad (XI.60)$$

где $A(k)=\frac{2k\left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{1}{k-1}}}{\sqrt{k^2-1}}$ — коэффициент, зависящий от показателя адиабаты;

$B\left(\frac{p_a}{p_i}\right)=\sqrt{1-\left(\frac{p_a}{p_i}\right)^{\frac{k-1}{k}}}$ — функция, зависящая от давления p_i.

Отметим, что при достаточно больших p_i функция $B\left(\frac{p_a}{p_i}\right)$ практически постоянна. Поэтому можно сделать допущение

$$B\left(\frac{p_a}{p_i}\right)\approx B\left(\frac{p_a}{p_0}\right). \qquad (XI.61)$$

Подставив (XI.60) в (XI.54) с учетом (XI.61), получим

$$M=r\left[\mu_c f_{кр} p_1 A(k)\, B\left(\frac{p_a}{p_0}\right)-\mu_c f_{кр} p_2 A(k)\, B\left(\frac{p_a}{p_0}\right)\right]=$$
$$=(p_1-p_2)\, r\mu_c f_{кр} A(k)\, B\left(\frac{p_a}{p_0}\right). \qquad (XI.62)$$

Максимальный момент, развиваемый двигателем, будет иметь место при максимальной разности давлений, т. е. при $p_1-p_2=p_z$:

$$M_{max}=p_z r\mu_c f_{кр} A(k)\, B\left(\frac{p_a}{p_0}\right). \qquad (XI.63)$$

В безразмерном виде момент, развиваемый струйно-реактивным пневматическим двигателем, будет

$$\mu=\frac{M}{M_{max}}=\frac{p_1-p_2}{p_z}=\Delta\beta_z.$$

Уравнение струйно-реактивного двигателя можно получить на основании уравнения сохранения расхода газа через полости приемника. При этом, как и в случае турбинного пневматического двигателя, объем обоих полостей приемника не меняется. Повторив выкладки аналогичные проведенным при анализе работы турбинного двигателя, получим уравнение струйно-реактивного пневматического двигателя

$$T_{дв}\frac{d\,\Delta\beta_z}{dt}=\Delta\psi, \qquad (XI.64)$$

где $T_{дв}=\frac{V_0 p_z}{G_{max} R T_0}$ — постоянная времени двигателя;

$\mu=\Delta\beta_z$; $\Delta\psi=\frac{G_1-G_2}{G_{max}}$ — безразмерные крутящий момент двигателя и разность расходов;

$G_{max}=2G_0$ — максимальный расход, потребляемый двигателем.

В операторной форме уравнение (XI.64) имеет вид

$$T_{дв} s\,\Delta\beta_z(s)=\Delta\psi(s). \qquad (XI.65)$$

Поскольку уравнения (XI.64) и (XI.65) совпадают с уравнениями (XI.52) и (XI.53), то структурная схема струйно-реактивного пневматического двигателя совпадает со структурной схемой турбинного пневматического двигателя, приведенной на рис. XI.11, *в*. Анализируя все изложенное выше, можно заключить: пневматические двигатели, в которых используется кинетическая энергия газового потока, не имеют отрицательной связи по перемещению выходного звена, т. е. развиваемый ими момент не зависит (в определенных пределах) от угловой скорости выходного звена.

7. ЭЛЕКТРОПНЕВМАТИЧЕСКИЕ КЛАПАНЫ

Электропневматические клапаны (ЭПК) находят широкое применение в космической технике [2], [18], [24], [25]. Эти устройства являются одним из основных элементов исполнительных органов (ИО) систем управления ориентацией (СУО) искусственных спутников Земли [16], космических аппаратов (КА), предназначенных для исследования Луны, Марса, Венеры [4], [20], [15]. Конструктивно ЭПК представляет собой электромагнитный элемент релейного типа, исполнительный орган которого регулирует подачу рабочего тела в газореактивное сопло, создающее управляющую силу (момент), необходимую для стабилизации КА.

Требования к исполнительным органам систем управления ориентацией. Требования к ИО можно определить из анализа задач, выполняемых в целом СУО, которые могут быть сформулированы следующим образом [8]:

успокоение КА после воздействия на него значительных возмущающих моментов, вызванных, например, расцепкой ступеней КА;

поиск небесных ориентиров, в большинстве случаев осуществляемый с помощью последовательных вращений КА вокруг различных направлений с заданной скоростью до момента попадания ориентиров в поля зрения приборов;

построение базовых систем координат и стабилизация КА с заданной точностью для ориентации антенн на Землю, ориентации определенным образом научных приборов, фототелевизионных устройств и т. д.;

осуществление разворотов КА на заданные углы для проведения коррекций траекторий полета КА.

Основными характеристиками ИО СУО являются:

величина управляющего ускорения $\ddot{\varphi}$;

длительность минимального импульса тяги ИО τ_{min};

запаздывание ИО на срабатывание $\tau_{ср}$ и отпускание $\tau_{отп}$;

количество срабатываний ЭПК (ресурс);

степень герметичности.

Исполнительные органы должны удовлетворять также общим требованиям, предъявляемым ко всем системам КА:

незначительное потребление рабочего тела, простота и малая масса конструкции, достаточная степень надежности, значительный диапазон рабочей температуры, давлений, уровня радиации и т. д.

Рассмотрим более подробно связь между задачами СУО и требованиями к основным характеристикам ИО.

$\ddot{\varphi}=\frac{Rl}{J}$, где $\frac{l}{J}R$ — конструктивные параметры КА, определяются из условия удовлетворения требований устойчивости и качества процессов стабилизации КА.

Выбор конкретного значения $\ddot{\varphi}$ существенным образом зависит от динамических характеристик всех элементов, входящих в контур стабилизации КА, в том числе таких характеристик ЭПК, как $\tau_{ср}$, $\tau_{отп}$.

Для установившихся процессов стабилизации важное значение имеет τ_{min}. Значительные времена активного существования КА обусловливают актуальность минимизации расхода рабочего тела для стабилизации положения КА в пространстве.

При выбранном управляющем ускорении $\ddot{\varphi}$, τ_{min} становится предельным параметром, ограничивающим точность регулирования скорости движения объекта в режиме установившихся автоколебаний. Из других характеристик ЭПК следует отметить степень герметичности, которая определяет не только потери рабочего тела, но и возмущающие силы, действующие в процессе стабилизации КА.

ЭПК как звено САР. Как указывалось выше, характеристики ЭПК и реактивного сопла существенным образом влияют на процесс стабилизации положения КА. Упрощенная модель ЭПК как основного элемента ИО СУО КА представляет собой «последовательное соединение» электромагнитного устройства, входным сигналом которого является ток i в обмотке электромагнита, а выходной параметр x — перемещение исполнительного органа, перекрывающего подачу рабочего тела в сопло реактивного микродвигателя (МРД) и математической модели тяги сопла R (пропорциональной давлению p перед соплом), которая, в свою очередь, определяется конструкцией микродвигателя и связана с величиной перемещения x.

Приближенно динамические характеристики ЭПК с реактивным соплом описываются передаточной функцией вида [22]

$$W=(s)=\frac{R(s)}{I(s)}=\frac{ke^{-\tau s}}{Ts+1},$$

где τ — время запаздывания ЭПК;
T — постоянная времени выхода тяги сопла на режим;
k — коэффициент пропорциональности в установившемся режиме.

Выражение для $W(s)$ является объединением приближенной передаточной функции электромагнитного устройства соленоидного типа

$$W_1(s)=\frac{k_1e^{-\tau_1 s}}{T_1s+1}, \quad (XI.66)$$

где τ_1 — время запаздывания на включение ($\tau=5\div10$ мс);
T_1 — постоянная времени электромагнита

и приближенной передаточной функции, связывающей тягу сопла МРД с перемещением исполнительного элемента X:

$$W_2(s)=\frac{k_2e^{-\tau_2 s}}{T_2s+1}, \quad (XI.67)$$

где τ_2 — запаздывание выхода тяги на режим;

T_2 — постоянная времени трубопроводов — сопл.

Используя выражения (XI.66), (XI.67), можно получить зависимости

$$k \cong k_1 k_2,$$
$$T \cong T_1 + T_2,$$
$$\tau = \tau_1 + \tau_2.$$

Дальнейшим уточнением выражения (W (s)) является учет различия времени запаздывания электромагнитного устройства на его включение $\tau_в$ и отключение τ_0 [19], [4] и различия времени запаздывания нарастания $T_в$ и спада тяги сопла T_0. С учетом таких факторов выражение передаточной функции ЭПК рассматриваемого типа примет вид

$$W(s) = \frac{k e^{-\tau_{в,0} s}}{T_{в,0} s + 1}.$$

Величина тяги сопл МРД, использующих в качестве рабочего тела газообразный азот, подача которого в сопло регулируется электромагнитным устройством соленоидного типа, выбирается в пределах сотен граммов — единиц килограммов [2] в зависимости от назначения и конструкции КА и конкретных требований, предъявляемых к СУО.

Методики расчета электромагнита и характеристик МРД приведены соответственно в работах [1] и [10].

Для улучшения качества процессов управления, как в случае больших, так и малых возмущений при проектировании СУО, включающих в себя ЭПК, разрабатываются электрические устройства, позволяющие изменять частоту f и длительность импульсов $\tau_и$ ЭПК в функции величины и знака сигнала рассогласования в контуре СУО [8], осуществляя тем самым частотно-широтную модуляцию тяги МРД.

Таким образом, наряду с расчетными величинами напряжения на обмотке электромагнита, тока в обмотке и конструктивных характеристик электромагнита и подвижных частей ЭПК, f и $\tau_и$ являются основными параметрами, которые необходимо выдерживать в заданных пределах [8].

8. КОМБИНИРОВАННЫЕ ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ ДВИГАТЕЛИ

Выше были рассмотрены однокаскадные пневматические двигатели. Их преимущества — простота, малая масса, высокая надежность и т. п. Однако в однокаскадных пневматических двигателях невозможно получить эффективное использование энергии, связанное с предельным циклом Карно. Кроме того, турбинные и газомоторные однокаскадные двигатели большой мощности обладают значительным собственным моментом инерции, в результате чего ухудшаются их динамические качества. Поэтому для получения пневматических двигателей с предельным значением к. п. д. и повышения динамических качеств ротативных пневматических двигателей необходимо применять комбиниро-

ванные пневматические двигатели. Любой комбинированный пневматический двигатель состоит из определенного числа однокаскадных пневматических двигателей, причем в одну систему могут объединяться двигатели различных типов.

Комбинированные пневматические двигатели можно разбить на две группы: с повышенным к. п. д. и с улучшенными динамическими качествами.

Остановимся подробнее на принципах и методах построения комбинированных пневматических двигателей этих двух групп.

Комбинированные газовые двигатели с повышенным к. п. д. (многоступенчатые пневматические двигатели). Любой пневматический двигатель представляет собой тепловую машину, работающую на энергии сжатого газа, которую можно определить тремя параметрами: расходом газа G_z, давлением и температурой источника (p_z и T_z). Предположим, что выхлоп газа из двигателя осуществляется в ресивер или окружающую среду с давлением p_a и температурой T_a. Тогда максимальное значение к. п. д. пневматического двигателя будет определяться формулой (цикл Карно)

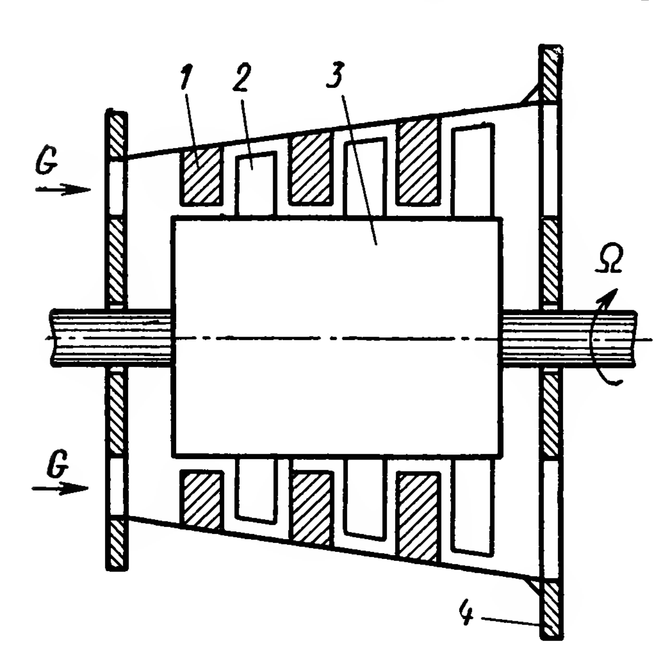


Рис. XI.18. Принципиальная схема многоступенчатой пневматической турбины:

1 — неподвижные лопаточные аппараты (сопловые); *2* — подвижные лопаточные аппараты (колесные); *3* — ротор турбины; *4* — статор турбины

$$\eta_{max\,(max)} = \frac{T_z - T_a}{T_z}.$$

Однако условия термодинамического цикла в действительности не выполняются и к. п. д. пневматического двигателя может лишь приближаться к значению $\eta_{max\,(max)}$.

Расчеты к. п. д. реальных циклов [2], [6] показывают, что в одной ступени расширения (однокаскадном пневматическом двигателе) обычно не удается использовать всю энергию газа от источника с высокими входными параметрами (p_z и T_z). Поэтому основной конструктивной схемой создания высокоэкономичных комбинированных пневматических двигателей является такое сочетание однокаскадных пневматических двигателей, при котором выходные параметры предыдущего пневматического двигателя ($p_{i\,вых}$, $T_{i\,вых}$) являются входными параметрами для последующего пневмодвигателя ($p_{(i+1)\,вх}$, $T_{(i+1)\,вх}$), т. е.

$$p_{i\,вых} = p_{(i+1)\,вх}; \quad T_{i\,вых} = T_{(i+1)\,вх}.$$

Комбинированные двигатели, работающие по указанной схеме, называются многоступенчатыми.

Наиболее известным комбинированным пневматическим двигателем, выполненным по многоступенчатой схеме, является многоступенчатая пневматическая турбина, схема которой приведена на рис. XI.18. Газ, выходящий из лопаточного аппарата колеса предыдущей ступени, направляется в сопловой аппарат последующей ступени. Такое разде-

ление энергии газа по ступеням дает выигрыш в развиваемом крутящем моменте многоступенчатой пневматической турбины по сравнению с одноступенчатой, имеющей тот же расход газа и ту же угловую скорость вращения. Отметим, что в этом случае необходим лишь один пневматический усилитель на входе в первую ступень.

Исследованию многоступенчатых пневматических турбин посвящено большое число работ, где подробно анализируются методы получения наивысшего к. п. д. за счет выбора оптимального числа ступеней, применения регенерации тепла, промежуточного подогрева и т. д. Однако многоступенчатая пневматическая турбина с регенераторами представляет собой достаточно сложный агрегат, причем отдача мощности на единицу массы пневматического двигателя у нее будет значительно меньше, чем у одноступенчатой активной пневматической турбины. Поэтому, как правило, турбинные пневматические двигатели для приводов систем автоматического регулирования и управления выполняются одноступенчатыми. По тем же причинам использовать многоступенчатые турбинные пневматические двигатели можно лишь тогда, когда требования по экономичности пневматического двигателя имеют максимальные значения (например, мощный пневматический привод наземных стационарных систем).

Поршневые и диафрагменные однокаскадные пневматические двигатели обычно обладают еще меньшим к. п. д., чем одноступенчатые пневматические турбины, поэтому вопрос повышения их экономичности приобретает особое значение. Последнее привело к появлению многоступенчатых пневматических двигателей статического действия, подробно описанных в работе [7].

Комбинированные газовые двигатели с улучшенными динамическими качествами. Одним из путей повышения динамических качеств пневматических двигателей является уменьшение эквивалентного собственного момента инерции (собственной массы) комбинированного пневматического двигателя. Отметим, что для диафрагменных и поршневых пневматических двигателей собственная масса движущихся частей настолько мала, что обычно ее не учитывают. Для реактивных пневматических двигателей момент инерции вращающихся частей растет гораздо быстрее, чем развиваемый двигателем крутящий момент.

Рассматривая выражения для максимального крутящего момента, развиваемого ротативными пневматическими двигателями, полученные в предыдущих параграфах, нетрудно заметить, что крутящий момент двигателя пропорционален диаметру его вращающейся части, т. е.

$$M_{кр} = k_M D,$$

где D — диаметр вращающейся части;
k_M — конструктивный коэффициент.

Момент инерции круглого вращающегося тела пропорционален четвертой степени диаметра, т. е.

$$J = k_i D^4, \qquad (XI.68)$$

где k_i — конструктивный коэффициент.

Мощность ротативного пневматического двигателя можно определить как

$$N = M_{кр}\omega,$$

где ω — угловая скорость вращения.

Так как величина угловой скорости ограничена условиями прочности вращающейся части и особенно условиями надежной работы подшипников, рост мощности пневматического двигателя может происходить только за счет увеличения развиваемого двигателем момента. Но тогда, сравнивая выражение для крутящего момента с соотношением (XI.68), можно сделать вывод, что увеличение мощности ротативного пневматического двигателя связано с непременным ухудшением его динамических качеств за счет увеличения собственного момента инерции (уменьшения располагаемого ускорения).

Уменьшение собственного момента инерции однокаскадного привода возможно лишь в малой степени за счет конструктивных тонкостей в выполнении ротора двигателя. В то же время можно создать многороторную систему комбинированного пневматического двигателя, у которой отношение развиваемого момента к эквивалентному (суммарному) моменту инерции будет значительно больше, чем в однороторном двигателе той же мощности.

Если развиваемый однороторным пневматическим двигателем момент

$$M_0 = k_M D_0,$$

то собственный момент инерции двигателя

$$J_0 = k_i D_0^4. \qquad \text{(XI.69)}$$

Для упрощения выкладок примем, что многороторная система состоит из одинаковых однороторных двигателей, соединенных с выходным валом через передачу с коэффициентом редукции, равным единице. Тогда для создания такого же момента в многороторной системе каждый ее ротор должен развивать момент

$$M_к = \frac{M_0}{n} = k_M \frac{D_0}{n} = k_M D_к,$$

где n — число двигателей в системе;

$D_к = \frac{D_0}{n}$ — диаметр ротора каждого двигателя.

Собственный момент инерции каждого двигателя равен

$$J_к = k_i D_к^4 = k_i \frac{D_0^4}{n^4}.$$

Эквивалентный собственный момент инерции многороторной системы

$$J_{кэ} = nJ_к = \frac{k_i D_0^4}{n^8} = \frac{J_0}{n^3}. \qquad \text{(XI.70)}$$

Из сравнения формул (XI.69) и (XI.70) видно, что при одном и том же развиваемом моменте собственный момент инерции комбинирован-

ного пневматического двигателя в n^3 раз меньше, чем у однокаскадного пневматического двигателя. Но необходимо отметить, что реальное уменьшение эквивалентного собственного момента инерции комбинированного двигателя будет несколько меньше, так как в приведенном оценочном расчете не учтен добавочный момент редукторов. Однако с ростом числа роторов n принципиально возможно добиться практически любой величины отношения $\frac{M_к}{J_{кэ}}$, т. е. располагаемого ускорения двигателя.

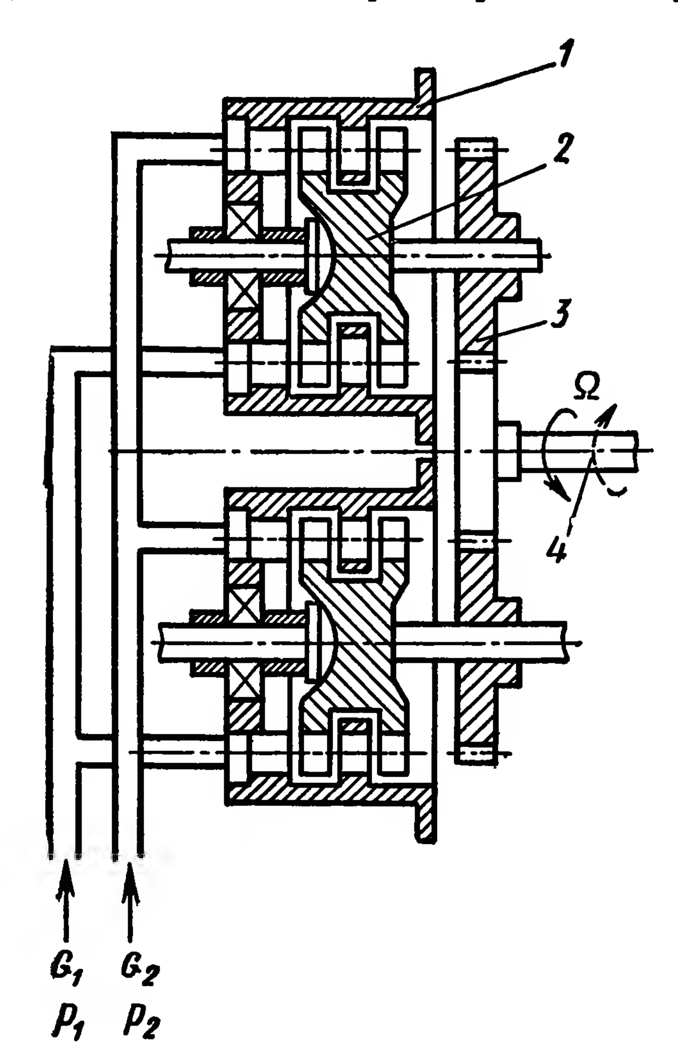


Рис XI.19. Принципиальная схема многороторного двигателя:

1 — корпус; *2* — ротор; *3* — редуктор; *4* — выходной вал; G_1, G_2 — газовые потоки; p_1, p_2 — давления

Конструктивная схема такого комбинированного двигателя с двухвенечными пневматическими турбинами показана на рис. XI.19. Достоинство многороторного комбинированного двигателя — управление осуществляется одним пневматическим усилителем. Кроме того,

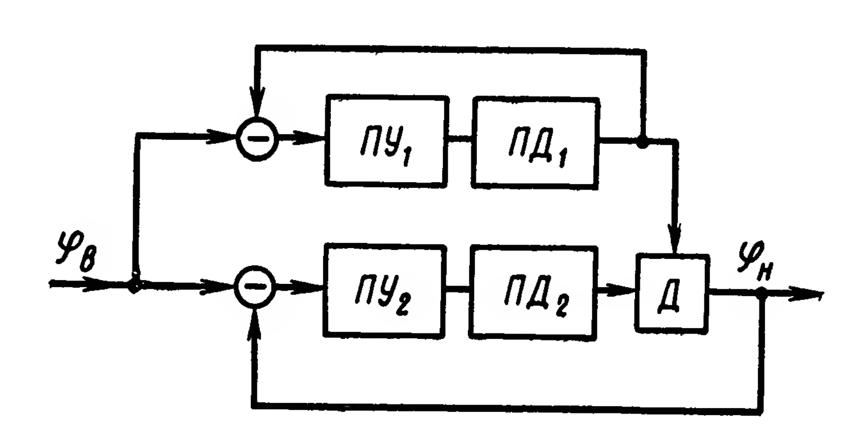


Рис. XI.20. Структурная схема двухдвигательного следящего привода:

$ПД_1$ — следящий пневматический двигатель; $ПД_2$ — корректирующий пневматический двигатель; $ПУ_1$, $ПУ_2$ — пневматические усилители следящего и корректирующего пневматического двигателей; $\varphi_в$, $\varphi_н$ — углы поворота входного вала и вала нагрузки; *Д* — механический дифференциал

этот двигатель обладает повышенной надежностью по сравнению с однокаскадным двигателем, так как при выходе из строя одного из двигателей комбинированный пневматический двигатель может функционировать (с соответственным уменьшением мощности).

Одним из важнейших критериев динамических качеств следящей системы является порядок астатизма ее передаточной функции.

При использовании однокаскадного пневматического двигателя порядок астатизма может быть повышен только за счет введения в следящую систему связей по возмущению [11]. В следящей системе с двумя пневматическими двигателями, работающими на одну нагрузку через дифференциал, возможно получение астатизма второго порядка без добавочных связей по возмущению. Итак, за счет применения двухдвигательного комбинированного пневматического двигателя возможно существенно улучшить динамические качества системы. Структурная схема такого комбинированного двигателя показана на рис. XI.20. Сущность улучшения динамической точности системы состоит в том,

что один из двигателей (более мощный) компенсирует основную ошибку системы, а второй (маломощный) компенсирует ошибки мощного двигателя. Отметим, что в данном случае для управления комбинированным пневматическим двигателем необходимы уже два пневматических усилителя, каждый из которых управляется своим электромеханическим преобразователем. Методика расчета такой двухдвигательной системы подробно изложена в работе [5], [7], [11].

9. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ОТДЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПНЕВМАТИЧЕСКОГО ПРИВОДА

При анализе и синтезе пневматического привода (рис. XI.2) требуется учитывать функциональные взаимодействия между его отдельными элементами, так как влияние этих взаимодействий на работу привода может оказаться существенным. При проектировании привода необходимо обратить внимание на следующие функциональные взаимодействия:

влияние режима работы пневматического усилителя на характеристики электромеханического преобразователя, обусловленное силовым воздействием газовой струи на управляющий элемент пневматического усилителя;

влияние режима работы пневматического усилителя и двигателя на характеристики источника газа; связанное с применением потребляемого приводом расхода газа:

влияние соединительных трубопроводов на режим совместной работы пневматического усилителя и пневматического двигателя.

Рассмотрим подробнее каждое из указанных взаимодействий с целью получения приближенных математических зависимостей, по которым можно оценить их влияние на характеристики привода в целом.

Взаимодействие пневматического усилителя и электромеханического преобразователя. Уравнение движения якоря электромеханического преобразователя и связанного с его выходным валом управляющего элемента пневматического усилителя можно записать в виде

$$(J_э + J_у)\frac{d^2\alpha}{dt} = M_э - M_{эмп} - M_{вт} - M_{RH}, \qquad (XI.71)$$

где $J_э$ — момент инерции якоря преобразователя;

$J_у$ — момент инерции управляющего элемента пневматического усилителя;

$M_э = K_i I_у$ — момент электромагнитных сил, развиваемый ЭМП;

$I_у$ — ток в управляющей обмотке ЭМП;

$M_{эмп} = k_\alpha \alpha$ — момент, создаваемый электромагнитной и механической пружинами;

α — угол поворота управляющего элемента;

$M_{вт} = k_{вт}\frac{d\alpha}{dt}$ — момент сил вязкого трения (демпфирующий момент);

M_{RH} — момент сил воздействия газовых потоков;

$k_{вт}$ — коэффициент сил вязкого трения;

k_i и k_α — коэффициенты усиления.

Как видно из выражения (XI.71), в результате учета совместной работы электромеханического преобразователя с управляющим элементом пневматического усилителя увеличивается инерционность *ЭМП*. Требуется некоторый запас по развиваемому моменту для преодоления момента от сил воздействия M_{RH}, а также для преодоления изменяющегося коэффициента демпфирования. Вследствие нелинейной зависимости момента сил воздействия газовых потоков M_{RH} от поворота вала электромеханического преобразователя α существенно ухудшается линейность характеристик электромеханического преобразователя.

Наибольшую трудность при учете влияния момента сил воздействия газового потока на характеристики электромеханического преобразователя представляет определение зависимости момента сил воздействия от угла поворота выходного вала ЭМП и от режима работы пневматического усилителя. Характер такой зависимости различен не только для отдельных типов пневматических усилителей, но и для пневматических усилителей одного типа при их различном конструктивном выполнении. Поэтому вывод общих формул для определения величины M_{RH} практически невозможен, и для оценки влияния этого момента необходимо использовать экспериментальные данные, с помощью которых можно указать на качественную сторону влияния момента воздействия на характеристики *ЭМП*.

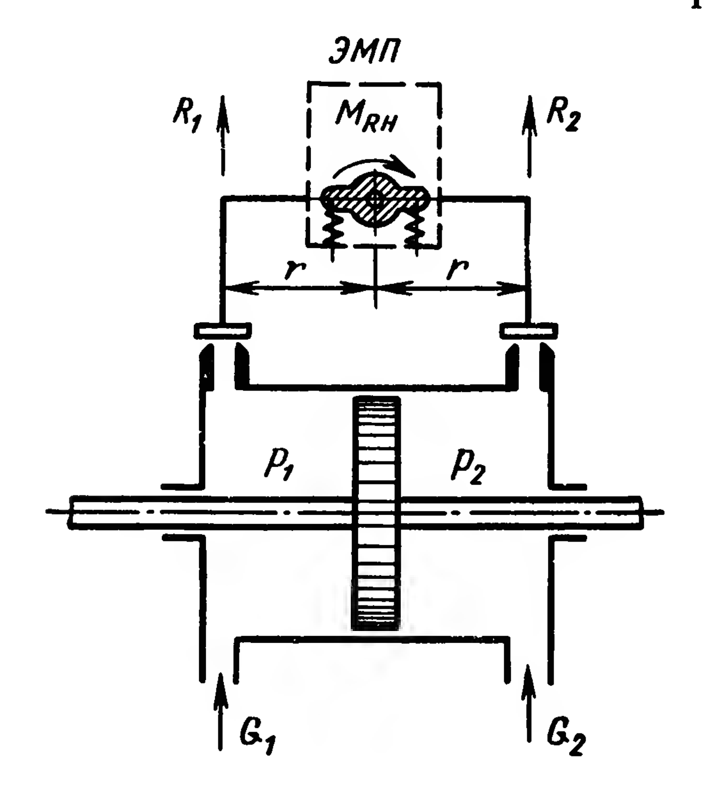


Рис. XI.21. Схема пневматического усилителя с соплом-заслонкой при встречном движении:

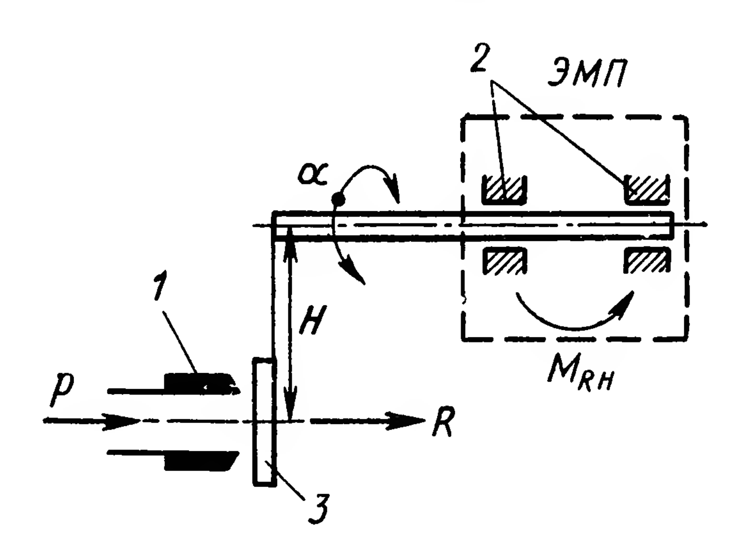


Рис. XI.22. Схема пневматического усилителя с соплом-заслонкой при перерезывающем движении:

p — давление газа; H — плечо приложения силы R; *1* — сопло; *2* — подшипники *ЭМП*

Относительно просто учитывается влияние момента сил воздействия при работе *ЭМП* и пневматического усилителя с соплом-заслонкой при встречном движении (рис. XI.21):

$$M_{RH} = r\,(R_1 - R_2) = r f_{эф}\,(p_1 - p_2) = r f_{эф}\,\Delta p, \qquad \text{(XI.72)}$$

где p_1 и p_2 — давления в первом и втором приемниках;

r — радиус перемещения заслонки;

$f_{эф}$ — коэффициент, имеющий размерность площади (определяется по экспериментальным данным).

В пневматических усилителях с соплом-заслонкой при перерезывающем движении или с золотником силовое воздействие струи газа, вытекающей из сопла *1*, образует момент $M_{RH} = RH$ и воспринимается подшипниками *ЭМП* (рис. XI.22). Возникающий момент трения будет существенно зависеть от характера движения заслонки (вследствие различной величины силы трения в покое и в движении).

Наиболее сложным является учет момента от сил воздействия газовых струй при анализе пневматического усилителя со струйной трубкой, так как происходит взаимодействие четырех потоков газа,

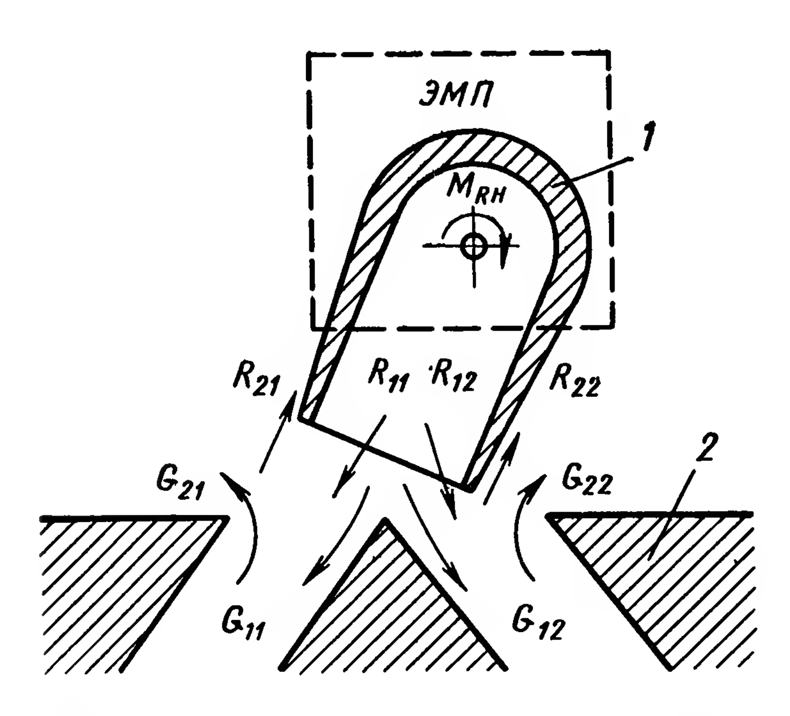


Рис. XI.23. Схема газовых потоков в пневматическом усилителе со струйной трубкой:

1 — струйная трубка; *2* — приемные окна; R_{ik} — реакции струй; G_{ik} — потоки газа

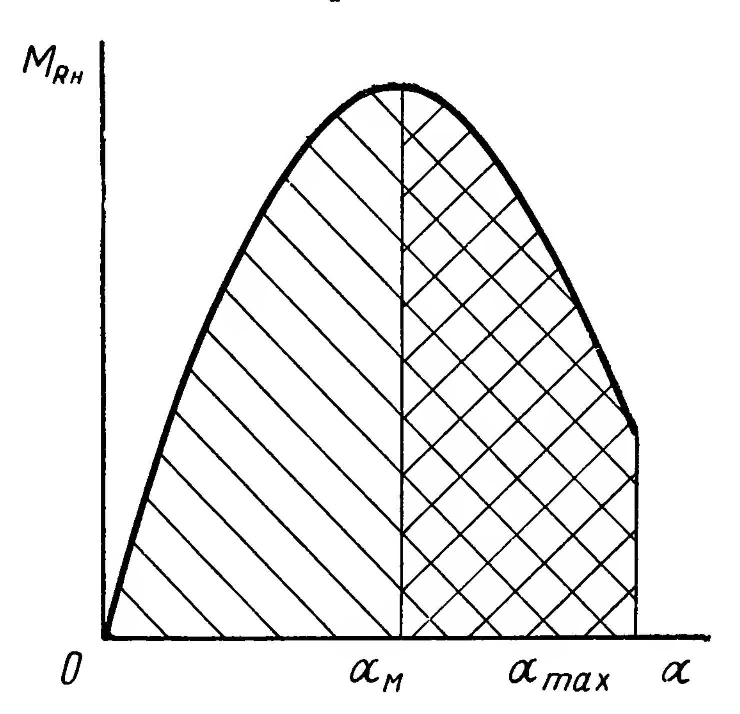


Рис. XI.24. Зависимость момента сил воздействия газового потока от угла поворота управляющего элемента

что определяет очень сложный вид зависимости момента сил воздействия (рис. XI.23).

В общем случае следует считать, что

$$M_{RH} = M_{RH}(\alpha, \Delta p, \Delta G).$$

Последнюю зависимость в некотором диапазоне углов отклонения (если $\frac{\partial M_{RH}}{\partial \alpha} > 0, \alpha < \alpha_{\Delta}$) можно аппроксимировать линейной функцией

$$M_{RH} = k_{\Delta\alpha}\alpha + k_{\Delta p}\Delta p + k_{\Delta G}\Delta G, \qquad (XI.73)$$

где $k_{\Delta\alpha}$, $k_{\Delta p}$, $k_{\Delta G}$ — коэффициенты аппроксимации, полученные из экспериментальных характеристик.

Так как Δp и ΔG изменяются от α, можно считать, что безразмерный момент сил воздействия газовых потоков зависит только от угла α, т. е. $M_{RH} = M_{RH}(\alpha)$ имеет вид, показанный на рис. XI.24. Область значений $\alpha_л < \alpha < \alpha_{max}$, в которой выполняется неравенство $\frac{\partial M_{RH}}{\partial \alpha} < 0$, является областью, в которой возможно появление автоколебаний.

Таким образом, необходим учет влияния силового воздействия, который наиболее точно можно произвести по экспериментальным

характеристикам. Анализ работы пневматического привода в зоне достаточно малых отклонений, а также учет сил воздействия газовой струи производятся с помощью уравнения (XI.73).

Решая совместно уравнения (XI.71) и (XI.73), получим уравнение электромеханического преобразователя с учетом момента сил воздействия

$$(J_э + J_у) \frac{d^2\alpha}{dt^2} + k_{вт} \frac{d\alpha}{dt} + (k_\alpha + k_{\Delta\alpha}) \alpha = k_i I_у + k_{\Delta p} \Delta p - k_{\Delta G} \Delta G. \quad \text{(XI.74)}$$

Производя преобразование Лапласа при нулевых начальных условиях, имеем:

$$(T_э^2 s^2 + 2\zeta_э T_э s + 1) \sigma = k_э i - k_{\Delta\beta} \Delta\beta_z - k_{\Delta\psi} \Delta\psi, \quad \text{(XI.75)}$$

где $T_э^2 = \frac{J_э + J_у}{k_\alpha + k_{\Delta\alpha}}$; $2\zeta_э T_э = \frac{k_{вт}}{k_\alpha + k_{\Delta\alpha}}$; $\sigma = \frac{\alpha}{\alpha_{max}}$;

$$i = \frac{I_у}{I_{у\,max}}; \quad k_э = \frac{k_i I_{у\,max}}{(k_\alpha + k_{\Delta\alpha}) \alpha_{max}};$$

$$k_{\Delta\beta} = \frac{k_{\Delta p} p_z}{(k_\alpha + k_{\Delta\alpha}) \alpha_{max}}; \quad k_{\Delta\psi} = \frac{k_{\Delta G} G_{max}}{(k_\alpha + k_{\Delta\alpha}) \alpha_{max}}.$$

Взаимодействие пневматического усилителя и двигателя с источником энергии. При изменении давления газ в полостях пневматического двигателя ($\beta_к < \beta_{zi} < 1$) расход газа, потребляемый пневматическим приводом, изменяется по нелинейной зависимости $\Phi(\beta_{zi})$ [23]. Кроме того, при использовании пневматического усилителя с золотником, при отсутствии сигнала управления, расход газа, потребляемый приводом, равен нулю. Следовательно, при проектировании системы пневматического привода необходимо предусмотреть меры, обеспечивающие нормальную работу источника газа при изменении расхода.

В тех случаях, когда в качестве источника газа используется газовый баллон, или привод подключается к источнику очень большой мощности, изменение потребляемого приводом расхода не влияет на величину давления газа на входе в привод. Однако за последнее время широкое распространение получили легкие и удобные твердотопливные газогенераторы, режим работы которых определяется величиной требуемого от них расхода газа. Для иллюстрации этого рассмотрим схему включения газогенератора в систему пневматического привода, приведенную на рис. XI.25, и расходные характеристики газогенератора (см. рис. XI.26).

Как видно из рис. XI.25, горячий газ, образовавшийся в результате сгорания твердого топлива, проходит через разделительный дроссель и попадает в пневматический усилитель. При этом зависимость расхода газа от давления в газогенераторе может быть определена по известным формулам внутренней баллистики, как это показано в работе [13]:

$$G_г = \lambda p_г^\nu, \quad \text{(XI.76)}$$

где λ и ν — коэффициенты, зависящие от состава твердого топлива.

Расход газа через разделительный дроссель при сверхкритическом режиме течения $\left(\frac{p_z}{p_г} < \beta_к\right)$ можно выразить формулой

$$(G_д)_{ск} = \mu f_д p_г \sqrt{\frac{gk}{RT_z}\left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{k+1}{k-1}}} = k_д p_г, \qquad (XI.77)$$

где $G_д$ — расход газа через разделительный дроссель;
$p_г$ — давление газа в *ГГ* перед дросселем;
μ — коэффициент расхода;
$f_д$ — площадь дросселя.

На графике (рис. XI.26) показаны зависимости (XI.76) и (XI.77), абсцисса точки пересечения этих зависимостей, т. е. $G_г = (G_д)_{ск}$ определяет давление газа в газогенераторе. Таким образом, при достаточно малом сопротивлении пневматического усилителя ($p_z < \beta_к p_г$) газогенератор работает устойчиво и давление в камере газогенератора постоянно и равно $p_{г0}$.

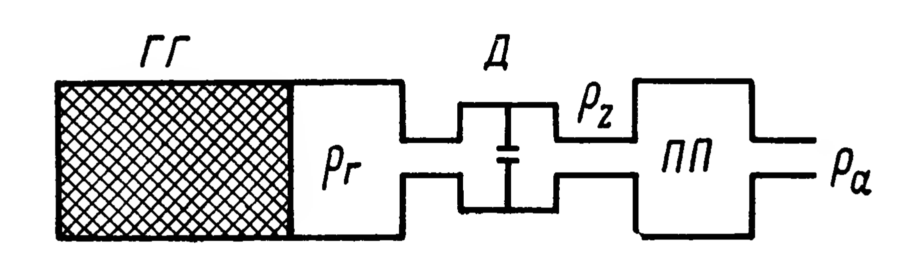


Рис. XI.25. Схема включения газогенератора в систему газового привода:

ГГ — газогенератор; *ПП* — система пневматического привода; *Д* — разделительный дроссель; $p_г$ и p_z — давления в газогенераторе и на входе в привод; p_a — давление окружающей среды

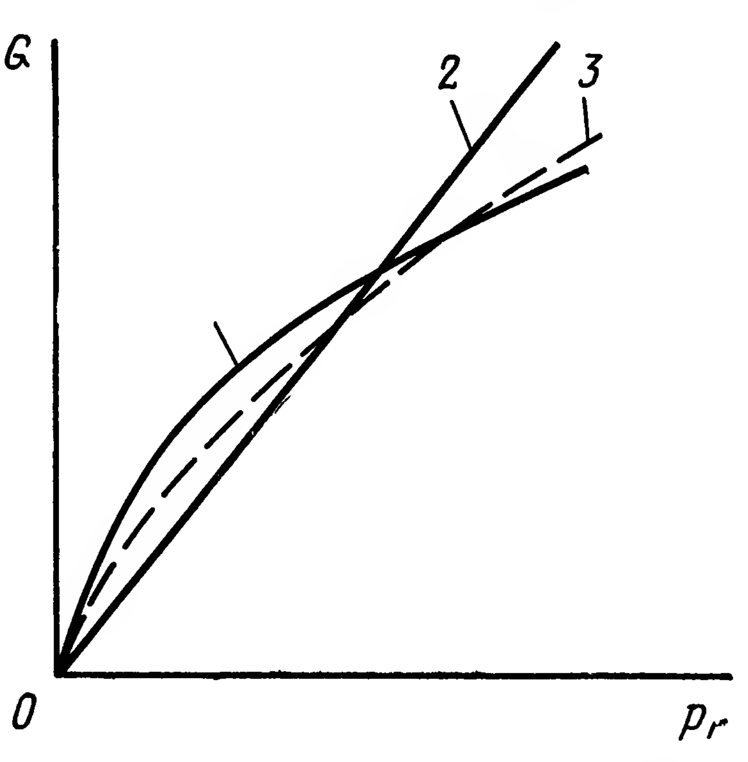


Рис. XI.26. Расходные характеристики газогенератора:

1 — расход газа в газогенераторе $G_г$; *2* — сверхкритический расход через дроссель $G_{дс}$; *3* — докритический расход через дроссель

При увеличении сопротивления газогенератора растет давление на входе в привод p_z и расход газа через разделительный дроссель выражается уже формулой докритического режима течения газа, т. е.

$$(G_д)_{дк} = (G_д)_{ск}\, \Phi\left(\frac{p_z}{p_г}\right) = k_д \Phi\left(\frac{p_z}{p_г}\right) p_г. \qquad (XI.78)$$

Но расход газа, образовавшийся от сгорания топлива, должен быть равен расходу газа через дроссель. Поэтому в данном случае равенство расходов наступает уже при значительно большем давлении в газогенераторе $p_г$, зависящем от давления на входе в привод p_z.

Следует учитывать также, что повышение давления, при котором сгорает твердое топливо, может привести к неустойчивому горению (взрыву) и выходу из строя источника энергии.

Итак, при использовании в качестве источника энергии автономного газогенератора на твердом топливе необходимо либо завышать его мощность так, чтобы при любом изменении расхода газа давление в газогенераторе изменялось бы в некотором приемлемом диапазоне,

либо использовать пневматический усилитель с относительно малым изменением расхода. Например, в пневматическом усилителе с соплом-заслонкой можно обеспечить значительный (до 85—90% от входного давления) перепад давлений при расходе, изменяющемся от некоторой номинальной величины на ±25%.

Взаимодействие пневматического усилителя, двигателя и соединительных газовых трубопроводов. В зависимости от характера и назначения пневматического исполнительного механизма пневматический усилитель и двигатель располагаются или в одном корпусе, что практически исключает влияние соединительных газопроводов, или находятся на значительном удалении друг от друга.

В первом случае при работе на горячем газе имеет значение лишь взаимное расположение пневматического усилителя и двигателя. В зависимости от выбранного расположения пневматические исполнительные механизмы выполняются по проточной (см. рис. XI.27, *а*) или по непроточной (рис. XI.27, *б*) схемам. При использовании проточной схемы (например, *ПУ* с соплом-заслонкой) газ из источника горячего газа при любом управляющем сигнале попадает в полости силового цилиндра. Это обеспечивает высокую и относительно стабильную температуру в полости и улучшает к. п. д. пневматического исполнительного механизма. При использовании непроточной схемы (например, *ПУ* с золотником или со струйной трубкой) полость силового цилиндра сообщается и с источником горячего газа и с выхлопной камерой только одним каналом, и при отсутствии управляющего сигнала газовый объем в полости изолирован от источника горячего газа. Это ведет к остыванию газового объема и к уменьшению величины к. п. д.

Рис. XI.27. Проточная (*а*) и непроточная (*б*) схемы пневматического исполнительного механизма:

ГГ — газогенератор; G_{ik} — потоки газа; p_i — давление газа

При использовании сжатого холодного газа различие между этими схемами сводится к тому, что в пневматических исполнительных механизмах, выполненных по проточной схеме, нет каналов, в которых взаимодействуют встречно-направленные струи газа, а при выполнении пневматического исполнительного механизма по непроточной схеме необходимо учитывать взаимодействие встречных потоков.

В тех случаях, когда пневматический усилитель и пневматический двигатель значительно разнесены, в соединительных газопроводах

происходят сложные газодинамические процессы; причем расчет длинных трубопроводов достаточно подробно освещен в литературе. Отметим, что при учете влияния соединительных трубопроводов необходимо различать параметры газа на выходе из усилителя ($p_{пу}$) и на входе в двигатель $p_{пд}$ влияние длинного газопровода можно учесть передаточной функцией, связывающей два этих параметра, т. е.

$$W_{пп}(s) = \frac{p_{пу}(s)}{p_{пд}(s)},$$

где $W_{пп}(s)$ — передаточная функция пневматического привода. В тех случаях, когда влияние газопровода не учитывается,

$$W_{пп}(s) = 1.$$

10. ПОЛНАЯ СИСТЕМА УРАВНЕНИЙ И СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ПНЕВМАТИЧЕСКИХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Полная система линеаризованных уравнений пневматического исполнительного механизма состоит из уравнения сумматора-усилителя, уравнения электромеханического преобразователя с учетом момента воздействия газового потока, уравнения пневматического усилителя, уравнения пневматического двигателя, уравнения кинематической передачи и уравнения нагрузки на выходном валу.

Кроме того, при использовании корректирующих обратных связей в уравнение сумматора-усилителя должны входить передаточные функции отдельных корректирующих связей.

Уравнение усилителя-сумматора, нагрузкой которого являются обмотки электромеханического преобразователя, хорошо известно и имеет вид

$$T_L \frac{dI_y}{dt} + I_y = k_{ус}\left[u_y + \sum u^i_{корр}\right], \qquad \text{(XI.79)}$$

где $T_L = \frac{L}{R_\Sigma}$ — постоянная времени усилителя;

$k_{ус}$ — коэффициент усиления усилителя-сумматора;

I_y — ток в обмотках *ЭМП*;

u_y — сигнал управления;

$u^i_{корр}$ — сигналы корректирующих связей;

L — индуктивность обмотки управления;

R_Σ — сопротивление выходной цепи и обмотки.

Вводя безразмерные переменные

$$i = \frac{I_y}{I_{y\max}}; \quad \nu_y = \frac{u_y}{u_{y\max}}; \quad \nu^i_{корр} = \frac{u^i_{корр}}{u_{y\max}},$$

можно привести уравнение (XI.79) к безразмерному виду

$$T_L \frac{di}{dt} + i = k_y\left[\nu_y + \sum \nu^i_{корр}\right], \qquad \text{(XI.80)}$$

где относительный коэффициент усиления будет равен

$$k_y = \frac{k_{ус}}{I_{y\max}} u_{y\max}.$$

Уравнение электромеханического преобразователя с учетом воздействия газового потока было выведено ранее [см. уравнение (XI.75)]:

$$T_э^2 \frac{d^2\sigma}{dt^2} + 2\zeta_э T_э \frac{d\sigma}{dt} + \sigma = i - k_{\Delta\beta}\,\Delta\beta_z - k_{\Delta\psi}\,\Delta\psi. \qquad (XI.81)$$

В литературе [23] показано, что для любого из рассмотренных типов пневматических усилителей линеаризованное уравнение получается одним и тем же и в безразмерных координатах имеет вид

$$\Delta\psi + k_\alpha\,\Delta\beta_z = k_{пу}\sigma. \qquad (XI.82)$$

Уравнения пневматических двигателей различных типов отличаются только коэффициентом скоростной обратной связи и имеют вид:
пневматические двигатели статического действия

$$T_{дв}\frac{d\,\Delta\beta_z}{dt} = \Delta\psi - 2\beta_{z0}k_V T_{дв}\dot{\chi}; \qquad (XI.83)$$

газомоторные двигатели

$$T_{дв}\frac{d\,\Delta\beta_z}{dt} = \Delta\psi - \Omega; \qquad (XI.84)$$

струйные и турбинные пневматические двигатели

$$T_{дв}\frac{d\,\Delta\beta_z}{dt} = \Delta\psi.$$

Уравнение кинематической передачи для пневматических двигателей статического действия можно представить в виде

$$\delta = \frac{x}{L_э}, \qquad (XI.85)$$

где δ — угол поворота выходного вала пневматического исполнительного механизма;
$L_э$ — эквивалентное плечо рычага кинематической передачи.

Уравнение кинематической передачи для пневматических двигателей ротативного типа сводится к уравнению редуктора:

$$\dot{\delta} = \omega\frac{1}{q}, \qquad (XI.86)$$

где $\dot{\delta} = \frac{d\delta}{dt}$ — угловая скорость выходного вала исполнительного механизма;
$g > 1$ — передаточное число силового редуктора;
ω — угловая скорость двигателя.

Относительные величины перемещения и угловой скорости будут:

$$\chi = \frac{|x}{x_{max}}; \quad \Omega = \frac{\omega}{\omega_{max}}.$$

Максимальные значения угла и скорости выходного вала равны:

$$\delta_{max} = \frac{x_{max}}{L_э}; \qquad \delta_{max} = \frac{\omega_{max}}{q}.$$

Для унификации уравнений пневматического двигателя вводим новую безразмерную переменную — угол отклонения выходного вала

$$\theta = \frac{\delta}{\delta_{max}}; \quad \frac{\partial\theta}{dt} = \frac{1}{\delta_{max}} \frac{d\delta}{dt}.$$

Тогда для пневматического двигателя статического действия имеем

$$\frac{d\chi}{dt} = \frac{dx}{dt} \frac{1}{x_{max}} = \frac{d(\theta\delta_{max}L_э)}{x_{max}} = \frac{d\theta}{dt}, \qquad \text{(XI.87)}$$

а для пневматического двигателя ротативного типа будет

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_{max}} = \frac{q\frac{d\delta}{dt}}{\omega_{max}} = \frac{q\delta_{max}}{\omega_{max}} \frac{d\theta}{dt}. \qquad \text{(XI.88)}$$

Подставляя уравнение (XI.87) в (XI.83), а уравнение (XI.88) в уравнение (XI.84), получаем для любого пневматического двигателя с учетом уравнения кинематической передачи одно и то же уравнение:

$$T_{дв} \frac{d\,\Delta\beta_z}{dt} = \Delta\psi - k_\omega \frac{d\theta}{dt}, \qquad \text{(XI.89)}$$

где, в зависимости от типа двигателя, коэффициент k_ω, имеющий размерность времени, выражается следующими формулами:

$k_\omega = 2\beta_{z0}k_v T_{дв}$ — для двигателей статического действия;

$k_\omega = \frac{q\delta_{max}}{\omega_{max}}$ — для двигателей ротативного типа.

Уравнение моментов на выходном валу пневматического исполнительного механизма имеет вид

$$M_р - M_н = J \frac{d^2\delta}{dt^2}, \qquad \text{(XI.90)}$$

где $M_р$ — развиваемый момент;
$M_н$ — момент сопротивления нагрузки;
J — момент инерции подвижных частей, приведенный к выходному валу.

Согласно принятому уравнению кинематической передачи момент, развиваемый пневматическим исполнительным механизмом, будет равен:

для пневматических двигателей статического действия

$$M_р = RL_э = Fp_э L_э \,\Delta\beta_z; \qquad \text{(X.91)}$$

для пневматических двигателей ротативного типа

$$M_р = qM_{дв} = qM_{max}\,\Delta\beta_z, \qquad \text{(XI.92)}$$

где q — передаточное число;
$M_{дв}$ — момент двигателя.

Очевидно, что уравнения (XI.91) и (XI.92) можно унифицировать, введя коэффициент k_M, имеющий размерность момента:

$$M_{\text{р}} = k_M \, \Delta\beta_z, \tag{XI.93}$$

где $k_M = Fp_z L_{\text{э}}$ — для двигателей статического действия;
$k_M = qM_{\max}$— для двигателей ротативного типа.

В общем случае, без рассмотрения конкретных условий применения пневматического исполнительного механизма, написать выражение для момента нагрузки не представляется возможным, так как его зависимость от угла отклонения выходного вала может быть сложной и нелинейной. В линеаризованном виде эта зависимость может быть приближенно записана в виде

$$M_{\text{н}} = k_{\text{п}}\delta + k_{\text{вт}}\delta, \tag{XI.94}$$

где $k_{\text{п}}$ — коэффициент позиционной нагрузки;
$k_{\text{вт}}$ — эквивалентный коэффициент сил вязкости трения.

С учетом (XI.93) и (XI.94) уравнение моментов (XI.90) можно записать в следующем виде:

$$J \frac{d^2\delta}{dt^2} + k_{\text{вт}} \frac{d\delta}{dt} + k_{\text{п}}\delta = k_M \, \Delta\beta_z. \tag{XI.95}$$

Приводя уравнение (XI.95) к безразмерному виду, получаем уравнение моментов на выходном валу в окончательной форме:

$$k_\varepsilon = \frac{d^2\theta}{dt^2} + k_{\text{д}} \frac{d\theta}{dt} + k_\theta \theta = \Delta\beta_z, \tag{XI.96}$$

где

$$k_\varepsilon = \frac{J\delta_{\max}}{k_M}; \quad k_{\text{у}} = \frac{k_{\text{вт}}\delta_{\max}}{k_M}; \quad k_\theta = \frac{k_{\text{п}}\delta_{\max}}{k_M}.$$

Применяя к уравнениям (XI.80) — (XI.82), (XI.89) и (XI.96) преобразование Лапласа при нулевых начальных условиях, получаем операторную систему уравнений пневматического исполнительного механизма:

$$\left.\begin{aligned}
&(T_L s + 1)\, i(s) = k_{\text{у}} \left[v_{\text{у}}(s) + \sum v^i_{\text{корр}}(s) \right];\\
&(T_{\text{э}}^2 s^2 + 2\zeta_{\text{э}} T_{\text{э}} s + 1)\, \sigma(s) = i(s) - k_{\Delta\beta}\, \Delta\beta_z(s) - k_{\Delta\psi}\, \Delta\psi(s);\\
&\Delta\psi(s) = k_{\text{пу}}\sigma(s) - k_\beta\, \Delta\beta_z(s);\\
&T_{\text{дв}} s\, \Delta\beta_z(s) = \Delta\psi(s) - k_\omega s\theta(s);\\
&(k_\varepsilon s^2 + k_{\text{д}} s + k_\theta)\, \theta(s) = \Delta\beta_z(s).
\end{aligned}\right\} \tag{XI.97}$$

Таким образом, для шести независимых переменных ($\nu_к$, i, σ, $\Delta\psi$, $\Delta\beta_z$, θ) имеем пять уравнений, следовательно, значение выходной величины θ (s) определяется значением входной величины ν (s) по пере-

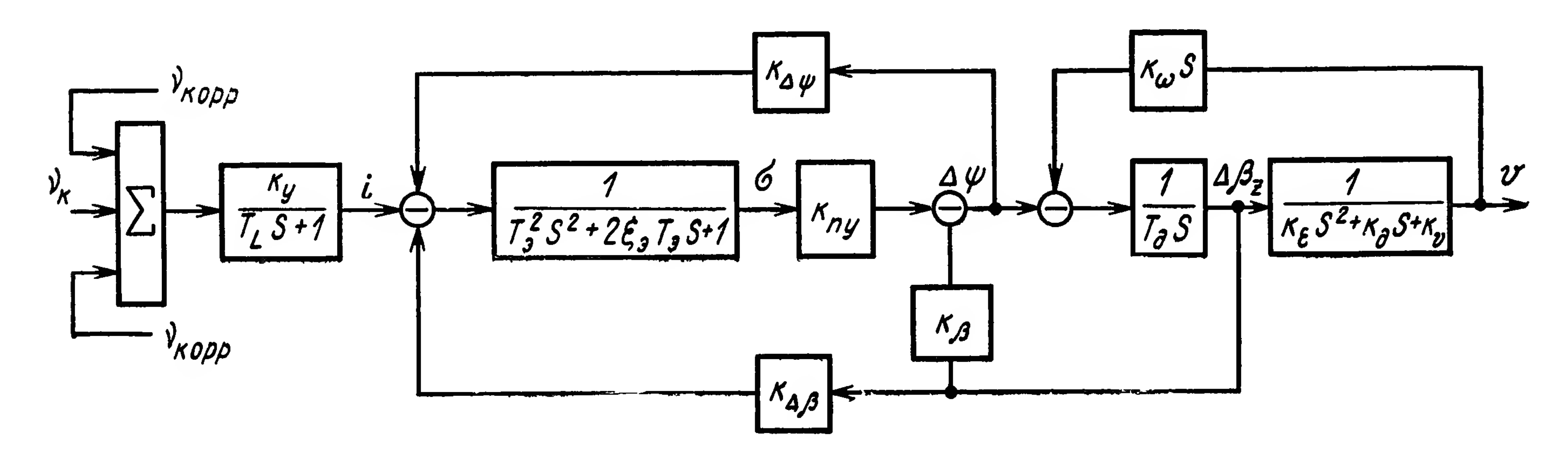


Рис. XI.28. Структурная схема пневматического исполнительного механизма

даточной функции, которую можно составить на основании уравнений системы (XI.97). Структурная схема пневматического исполнительного механизма, составленная по уравнениям (XI.97), показана на рис. XI.28.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Агаронянц Р. А.** Динамика, синтез и расчет электромагнитов. М., «Наука», 1967, 268 с.

2. **Андерсон.** Разработка электрических и химических микрореактивных двигателей в США. М., «Мир», — «Вопросы ракетной техники», 1967, № 11, с. 42—55.

3. **Башта Т. М.** Гидравлические приводы летательных аппаратов. М., «Машиностроение», 1967, 495 с.

4. **Береснев Н. П., Легостаев В. П.** Система управления автоматической станцией «Луна-9». М., Изд. АН СССР. «Космические исследования». Том 4. Вып. 4. 1968, с. 541—550.

5. **Гамынин Н. С.** Гидравлический привод систем управления. М., «Машиностроение», 1972, 375 с.

6. **Жирицкий Г. С.** Авиационные газовые турбины. Оборонгиз, 1950. 511 с.

7. **Морачевский В. Л.** Многоступенчатый привод для автоматических устройств. М., «Машиностроение», 1966, 116 с.

8. **Навигация,** наведение и стабилизация в космосе. Под ред. Дж. Э. Миллера, М., «Машиностроение», 1970, 372 с.

9. **Наталевич А. С.** Воздушные микротурбины. М., «Машиностроение», 1970, 208 с.

10. **Основы** теории и расчета жидкостных ракетных двигателей. Под ред. В. М. Кудрявцева. М., «Высшая школа», 1967, 675 с.

11. **Основы** теории автоматического регулирования. Под ред. В. В. Солодовникова. Т. II. Ч. 2. М., Машгиз, 1959, 454 с.

12. **Подчуфаров Б. М.** Об устойчивости стационарного состояния пневматического сервомеханизма. «Известия вузов. Машиностроение», 1964, № 4.

13. **Подчуфаров Б. М.** Об энергетических возможностях пневмоприводов систем автоматики. «Известия вузов. Машиностроение», 1964, № 9.

14. **Подчуфаров Б. М.** Некоторые вопросы теории пневматических сервомеханизмов при учете теплообмена в рабочих полостях. «Известия вузов. Машиностроение», 1964, № 6.

15. **Раушенбах Б. В.** Система управления межпланетной автоматической станцией «Венера». Изд. АН СССР. «Космические исследования». Том 4. Вып. 4. 1969, с. 551.

16. **Раушенбах Б. В., Токарь Е. Н.** Система ориентации спутника связи «Молния-1». Сб. «Управление в космосе». М., «Наука», Т. I, 1972, с. 144—151.

17. **Романенко Н. Т., Никитин Ю. Ф., Сологуб В. Н., Жульков В. И.** Экспериментальная установка для исследования ЭПК. Труды МВТУ им. Н. Э. Баумана, 1971, № 146, с. 103—106.

18. **Романенко Н. Т., Никитин Ю. Ф., Логинова Г. В.** Анализ схем ЭПК. Труды МВТУ им. Н. Э. Баумана, 1971, № 146, с. 96—103.

19. **Самойлов В. Е., Ильин Н. П.** Исследование релейной системы с апериодической обратной связью. Методы синтеза нелинейных САУ. М., «Машиностроение», 1970, с. 355—387.

20. **Скалл Дж. Р.** Системы навигации, наведения и управления. КА Mariner-VI и Mariner-VII, совершивших полет к Марсу в 1969 году. Сб. Управление в пространстве. Т. 2. М.

21. **Scott E. D.** Анализ и конструирование псевдоскоростной системы управления с дополнительной импульсной обратной связью. М., Изд. ВИНИТИ АН СССР. Серия «Астронавтика и ракетодинамика», 1967, № 40, с. 1—19.

22. **Старикова М. В.** Приближенные исследования импульсно-релейной системы управления. Метод гармонической линеаризации в проектировании нелинейных САУ. М., «Машиностроение», 1970, с. 390—418.

23. **Техническая** кибернетика. Под ред. В. В. Солодовникова. Кн. 2. М., «Машиностроение». 1973, 680 с.

24. **Уваров Е. И., Беляев Н. М.** Расчет и проектирование реактивных систем управления космических летательных аппаратов. М., «Машиностроение», 1974, с. 197.

25. **Фролов А. Ф.** Динамика релейной системы с апериодической обратной связью, охватывающей релейный элемент. — «Автоматика и телемеханика». М., «Наука», 1972, № 8, с. 59—69.

ГЛАВА XII

МНОГОСТУПЕНЧАТЫЕ ПНЕВМАТИЧЕСКИЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Привод, питаемый сжатым газом или смесью газов, в частности сжатым воздухом (пневматический или воздушный), называется газовым приводом.

Наиболее известен и распространен пневматический привод, работающий на сжатом воздухе (воздушный привод).

Исполнительный газовый привод поршневого типа представляет собой рабочий силовой цилиндр, шток которого связан с нагрузкой и перемещается под действием на поршень сжатого газа, поступающего от источника через управляемый распределитель. Простота схемы и конструкции, надежность и удобство в эксплуатации, а также определенная универсальность такого привода являются основными факторами, определившими его широкое применение в различных областях техники. В первую очередь это относится к пневматическому приводу.

Пневматический привод часто применяется как исполнительное устройство в системах автоматики и может являться частью замкнутого контура системы управления.

Ниже рассматриваются некоторые энергетические особенности исполнительного газового привода применительно к средствам автоматизации (сжатый газ подается в рабочий цилиндр с помощью распределителя на протяжении всего хода поршня) и на основе их анализа даются направления для улучшения энергетики привода, зависящей в первую очередь от его экономичности. При этом имеется в виду также создание предпосылок для совершенствования динамики газового привода. Основным средством для достижения цели является многоступенчатое использование энергии.

Для большего удобства изложение в данной главе ведется применительно к пневматическому (воздушному) приводу, однако оно соответственно относится и к приводам, работающим на других газообразных носителях энергии (различные газы и их смеси).

1. ЭНЕРГЕТИКА ПРИВОДА

Под энергетическими характеристиками пневматического привода будем понимать показатели, дающие определенную количественную оценку энергетических особенностей привода. Таким показателем

прежде всего является к. п. д. привода, характеризующий степень совершенства использования питающей энергии в системе привода.

Одной из важных задач, возникающих при разработке привода, является создание привода заданной мощности при минимальной массе. Снижение эксплуатационной массы привода, включающего в себя собственно привод, коммутационную аппаратуру и трубопроводы, расширяет возможности его применения, а в ряде случаев непосредственно определяет их.

Обобщенными критериями сравнительной оценки масс различных по мощности приводов могут служить удельная мощность и относительная масса. Удельная мощность привода — это отношение максимальной мощности на выходе к его массе, т. е. мощность привода на единицу веса. Относительная масса привода — это отношение массы привода к его максимальной мощности, т. е. масса привода на единицу мощности. Эти понятия основаны на предположении, что масса собственно привода, а также масса трубопроводов и коммутационной аппаратуры в основном зависят от максимальной мощности на выходе привода.

Указанные критерии могут быть приняты в качестве энергетических характеристик, они в совокупности с к. п. д. характеризуют степень конструктивно-энергетического совершенства данного типа или образца привода.

К. п. д. пневматического привода зависит от величин воздушных и механических потерь. Это можно записать следующим образом:

$$\eta_п = \eta_в \eta_м, \tag{XII.1}$$

где $\eta_п$ — полный к. п. д. привода;

$\eta_в$ — воздушный к. п. д. привода;

$\eta_м$ — механический к. п. д. привода.

Воздушный к. п. д. определяет степень использования энергии, содержащейся в том количестве сжатого воздуха, которое взято от источника и подано в привод:

$$\eta_в = \frac{A_р}{A_в},$$

где $A_р$ — энергия, определяемая площадью индикаторной диаграммы реального процесса, по которому работает привод;

$A_в$ — энергия, содержащаяся в том количестве сжатого воздуха, которое взято от источника и подано в привод.

Если потери энергии сжатого воздуха из-за несовершенства воспроизведения в реальном приводе теоретического процесса и потери из-за утечек воздуха рассматривать совместно с механическими потерями, то $\eta_п$ можно представить в другом виде:

$$\eta_п = \eta_т \eta_к, \tag{XII.2}$$

где $\eta_т$ — термический условный к. п. д.;

$\eta_к$ — к. п. д. конструкции, определяющей совершенство конструктивного осуществления теоретической схемы.

В коэффициенте $\eta_к$ учитываются все потери, связанные с несовершенством выполнения реального привода.

Термический к. п. д. определяется отношением

$$\eta_т = \frac{A}{A_{в1}},$$

где A — энергия, определяемая площадью диаграммы теоретического процесса в приводе;

$A_{в1}$ — энергия, содержащаяся в количестве воздуха, который непосредственно участвует в реальном процессе.

Удельную мощность и относительную массу привода можно представить

$$\left.\begin{aligned} N_у &= 10^{-3}\frac{N_{max}}{G_{сп}}; \\ q_{сп} &= 10^{3}\frac{G_{сп}}{N_{max}}, \end{aligned}\right\} \qquad (XII.3)$$

где $N_у$ — удельная мощность, Вт/г;

N_{max} — максимальная мощность, Вт;

$G_{сп}$ — масса привода (система привода) в кг;

$q_{сп}$ — относительная масса привода в г/Вт.

Для привода, питаемого от воздушного аккумулятора,

$$q_{сп} = q_{пк} + q_а, \qquad (XII.4)$$

где $q_{пк}$ — относительная масса собственно привода и коммутационной аппаратуры;

$q_а$ — относительная масса аккумулятора.

При этом

$$q_а = 10^{3}\frac{G_а}{N_{max}},$$

где $G_а$ — масса аккумулятора.

Значение $q_а$ можно представить в виде $q_а = q_{а1}t$,

где $q_а$ — приведенная относительная масса аккумулятора г/Вт·мин;

t — время, на которое рассчитано действие привода, определяемое возможностью работы аккумулятора, мин.

Тогда выражение (X.4) имеет вид

$$q_{сп} = q_{пк} + q_{а1}t.$$

Рассматривая последнее соотношение как обобщенное, действующее для привода, питаемого от аккумулятора независимо от вида поступающей энергии (газовый, электрический, гидравлический привод), его можно использовать для оценки сравнительных весовых характеристик приводов различного вида в зависимости от времени работы.

Приведенные соотношения показывают, что основным энергетическим показателем, влияющим и на массовые характеристики привода, является к. п. д.

Учитывая основное значение $\eta_т$ для всего к. п. д. привода $\eta_п$, дальнейший анализ будем вести применительно к термическому к. п. д.

2. ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ ТЕРМОДИНАМИЧЕСКИЙ ПРОЦЕСС В РАБОЧЕМ ЦИЛИНДРЕ ПРИВОДА

Широко применяемый в настоящее время пневматический поршневой привод по способу использования энергии рабочего тела может быть назван одноступенчатым. Упрощенное изображение идеальной системы компрессор — одноступенчатый привод показано на рис. XII.1. Эта система состоит из компрессора, ресивера и привода, имеющего распределитель и рабочий цилиндр. При ходе поршня компрессора влево всасывающий клапан *3* открывается и в рабочую полость цилиндра всасывается воздух с давлением, равным атмосферному. Давление в полости цилиндра компрессора на протяжении всего хода поршня равно атмосферному. При обратном ходе воздух в цилиндре сжимается (клапан *3* закрыт) по политропическому закону. В частном случае

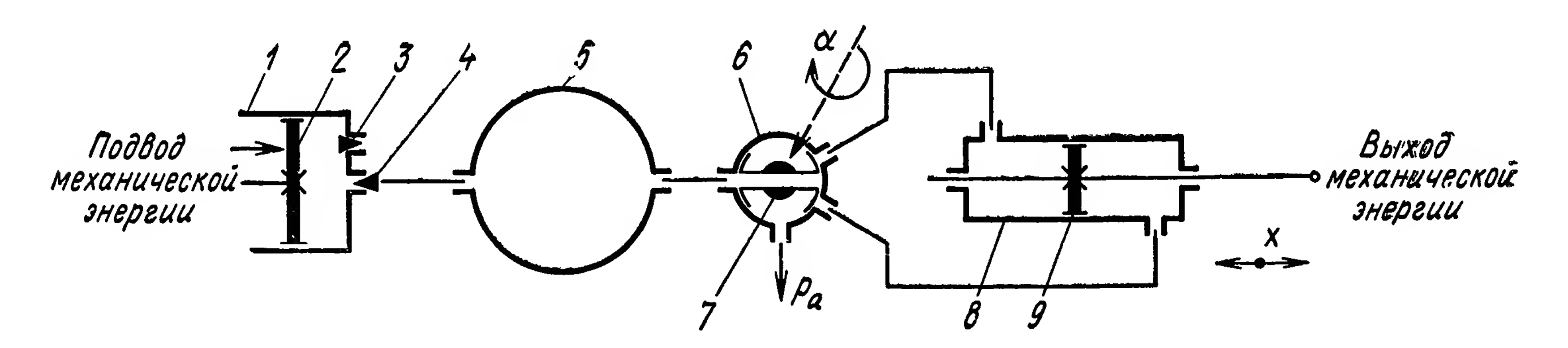


Рис. XII.1. Упрощенная схема системы компрессор — одноступенчатый привод:

1 — цилиндр компрессора; *2* — поршень; *3* — всасывающий клапан; *4* — нагнетательный клапан; *5* — ресивер; *6* — воздушный распределитель; *7* — распределительное устройство; *8* — цилиндр привода; *9* — поршень

сжатие может быть изотермическим или адиабатическим. При достижении определенного давления воздуха, на которое настроен компрессор, открывается нагнетательный клапан *4* и воздух под заданным давлением поступает в ресивер *5*.

При политропическом или адиабатическом сжатии между цилиндром компрессора и ресивером располагается холодильник, в котором воздух охлаждается до температуры засасываемого воздуха (на рис. XI.1 холодильник условно не показан). Сжатый воздух аккумулируется в ресивере, откуда поступает на питание привода.

Для включения привода в действие распределительное устройство поворачивается в ту или иную сторону автоматически (или вручную). В результате сжатый воздух подается в одну из полостей рабочего цилиндра привода, которая становится активной. Другая полость — пассивная — сообщается с атмосферой. На протяжении всего хода поршня привода давление в активной полости равно давлению питающего воздуха, а в пассивной — атмосферному.

Работу, затрачиваемую на получение сжатого воздуха с такими параметрами, которые имеет воздух в ресивере, следует рассматривать без учета потерь в компрессоре, которые влияют на его к. п. д., не затрачивая энергетики привода.

При любом характере процесса сжатия в цилиндре компрессора (изотермическом, политропическом, адиабатическом) воздух в ресивере,

идущий на питание привода, имеет температуру воздуха, всасываемого в компрессор, т. е. предполагается, что система компрессор — привод находится в среде с одинаковой температурой. При политропическом или адиабатическом сжатии это выполняется за счет охлаждения воздуха в системе компрессор — холодильник. Поэтому процесс сжатия в цилиндре компрессора можно считать изотермическим.

Теоретический рабочий процесс в цилиндре компрессора для одного хода поршня может быть представлен диаграммой в координатах pV (рис. XII.2, *а*), где по оси V откладываются объемы воздуха в цилиндре. Соответствующая диаграмма для цилиндра привода приведена на рис. XII.2, *б*. Процесс, изображаемый этой диаграммой, назовем одноступенчатым. Из рис. XII.2, *а*, *б* видно, что в приводе используется энергия, затраченная в цилиндре компрессора на участке в 2—3 хода поршня, т. е. энергия, необходимая для выталкивания сжатого воздуха, в приводе не используется.

Рис. XII.2. Теоретический рабочий процесс:

а — в цилиндре компрессора; *б* — в цилиндре одноступенчатого привода

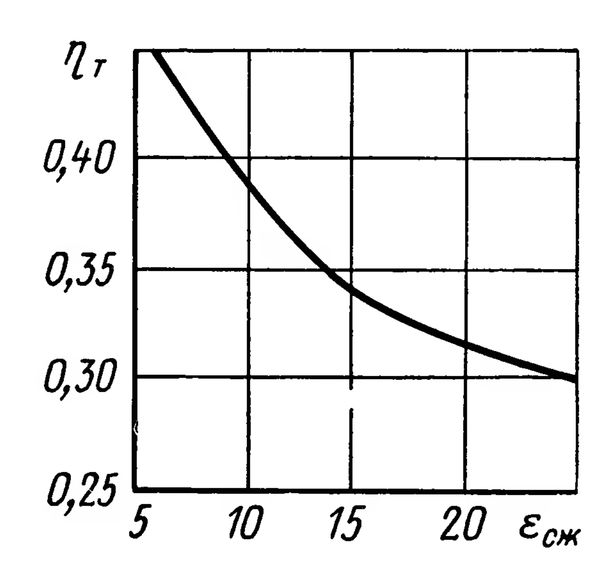


Рис. XII.3. Зависимость $\eta_т(\varepsilon_{сж})$ для одноступенчатого привода

Предположим, что на протяжении одного хода поршня компрессора и одного хода поршня привода в процессе участвует 1 кг воздуха. Тогда для рабочего процесса в цилиндре компрессора (см. рис. XII.2, *а*) имеем

$$A_к = p_1 V_1 \ln \varepsilon_{сж}, \qquad \text{(XII.5)}$$

где $A_к$ — работа, затраченная на изотермическое сжатие воздуха в цилиндре компрессора;

V_1 — удельный объем всасываемого воздуха;

$\varepsilon_{сж} = \frac{p_2}{p_1}$ — степень сжатия;

P_1, P_2 — абсолютное давление соответственно всасываемого и сжатого воздуха.

Для рабочего процесса в цилиндре привода

$$A_п = p_1 V_1 (1 - \varepsilon_р), \quad (XII.6)$$

$\varepsilon_р = \frac{p_1}{p_2}$ — степень расширения (условная).

Наибольшая работа воздуха, питающего привод, может быть получена при изотермическом расширении и равна работе, затраченной на его изотермическое сжатие. Теоретический к. п. д. в соответствии с формулами (XII.5) и (XII.6)

$$\eta_т = \frac{A_п}{A_к} = \frac{1 - \varepsilon_р}{\ln \varepsilon_{сж}} = \frac{1 - \frac{1}{\varepsilon_{сж}}}{\ln \varepsilon_{сж}}. \quad (XII.7)$$

По выражению (XII.7) на рис. XII.3 построены графики зависимости $\eta_т$ ($\varepsilon_{сж}$) для некоторых значений $\varepsilon_{сж}$ ($7 \leqslant \varepsilon_{сж} \leqslant 26$).

Если принятое в данном случае изотермическое сжатие воздуха в системе компрессор — привод осуществляется непосредственно в

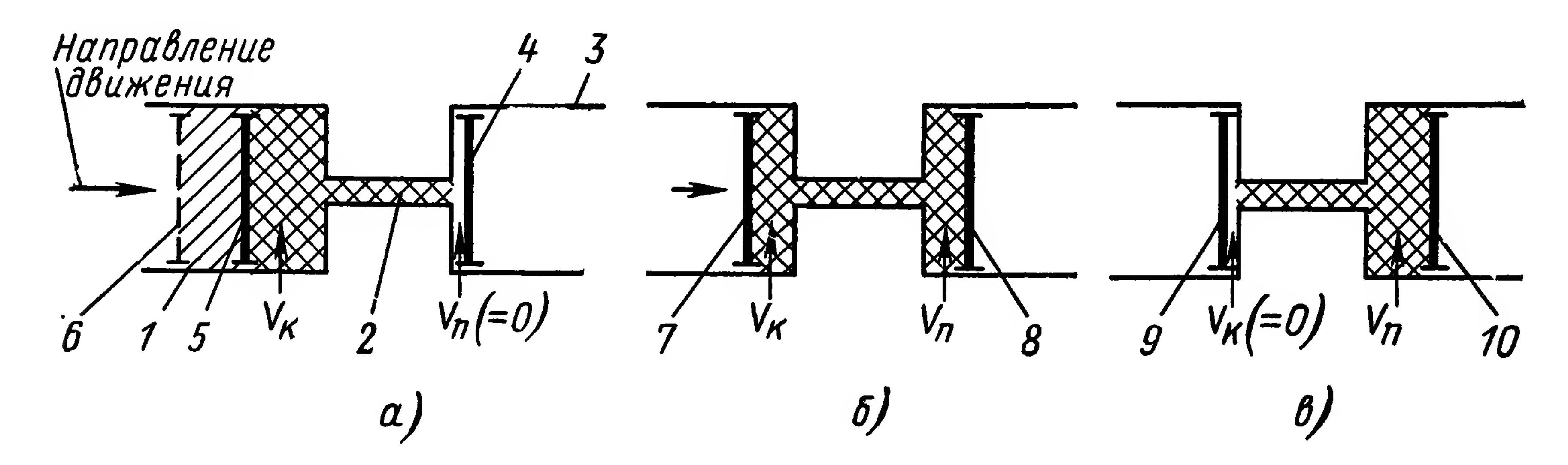


Рис. XII.4. Схема работы системы компрессор — одноступенчатый привод:

а — начало и конец сжатия (*1* — цилиндр компрессора; *2* — трубопровод; *3* — цилиндр привода; *4* — поршень привода; *6*, *5* — поршень компрессора в начале и конце сжатия); *б* — процесс выталкивания (*7* — поршень компрессора в процессе выталкивания; *8* — поршень привода в процессе движения); *в* — конец выталкивания (*9* — поршень компрессора в конце выталкивания; *10* — поршень привода в конце движения)

цилиндре компрессора, то к. п. д. $\eta_т$ относится и к системе в целом. Коэффициент $\eta_т$ отражает совершенство всего теоретического процесса и показывает, какая часть энергии, сообщенной воздуху, используется для выполнения внешней работы. Работа системы компрессор — привод может быть представлена следующим образом (рис. XII.4). В цилиндре компрессора воздух сжимается и как бы кинематически связывает поршни компрессора и привода, передавая движение от поршня компрессора к поршню привода, т. е. поршень компрессора через ранее сжатый им воздух перемещает поршень привода. Основные преимущества такой кинематической связи в отличие от механической заключаются в том, что она дистанционна и время выработки сжатого воздуха (связывающего звена) может не совпадать с периодом его применения — временем передачи энергии от поршня компрессора к поршню привода.

Если сжатый воздух поступает к приводу после предварительного понижения давления путем дросселирования или редуцирования,

что имеет место на практике, то характер работы системы остается прежним, но для $\eta_т$ с учетом формулы (XII.7) имеем

$$\eta_т = \frac{1 - k_п \frac{1}{\varepsilon_{сж}}}{\ln \varepsilon_{сж}}; \tag{XII.8}$$

где $k_п = \frac{p_2}{p_3}$ — коэффициент понижения давления (дросселирования или редуцирования);

p_3 — давление воздуха, поступающего к приводу после понижения давления. При этом предполагается, что после редуцирования воздух приобретает температуру, равную температуре в ресивере.

Зависимость (XII.8) графически показана на рис. XII.5. Термический к. п. д. одноступенчатого воздушного поршневого привода, а при сделанных выше допущениях и системы компрессор — привод в целом при степени сжатия $\varepsilon_{сж} = 7$ составляет не более 44 %. При увеличении $\varepsilon_{сж}$ значение $\eta_т$ понижается ($\eta_т$ = 29,5% при $\varepsilon_{сж}$ = 26).

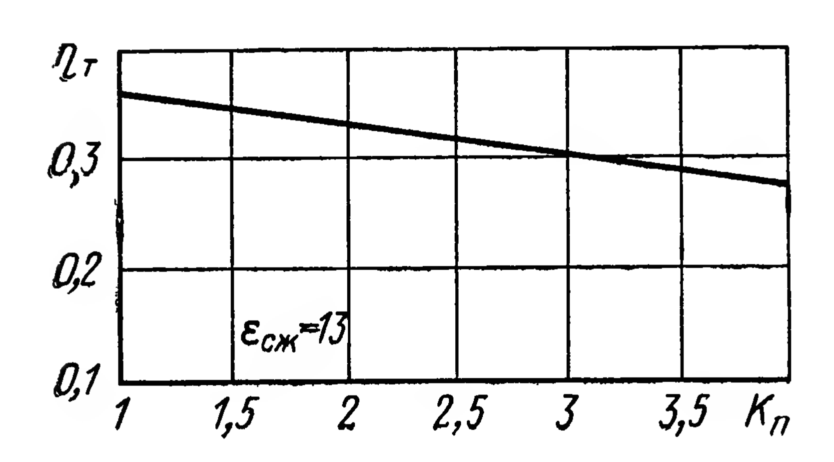


Рис. XII.5. Зависимость $\eta_т$ ($k_п$)

Практически значения $\varepsilon_{сж}$ наиболее часто находятся именно в этих пределах. Как правило, p_1 = 1 ата, тогда при $\varepsilon_{сж}$ = 26 имеем p_2 = 26 ата, что соответствует основному диапазону применяемых давлений. В случае понижения давления воздуха перед подачей его к приводу значение $\eta_т$ дополнительно уменьшается.

Таким образом, в одноступенчатом воздушном поршневом приводе большая часть энергетических возможностей питающего сжатого воздуха не используется.

Наличие в системе компрессор — привод весьма значительных потерь, рассмотренных выше, объясняется недостаточным использованием в одноступенчатом приводе энергии, затраченной в компрессоре. Это вызывает необходимость повышения энергетического качества привода, т. е. его экономичности. Поэтому следует по возможности использовать для работы привода энергию, затраченную на собственно сжатие воздуха в компрессоре. Такую задачу можно выполнить полностью, если в приводе осуществляется рабочий процесс, обратный процессу, протекающему в компрессоре. Для этого требуется, чтобы воздух в цилиндре привода изотермически расширялся до давления p_1.

Возможности повышения экономичности привода за счет реализации в нем обратного процесса должны быть дополнительно рассмотрены с учетом внешних функций привода, его назначения и характера механических операций, выполняемых на выходе привода.

В машинах непрерывного действия (двигатели внутреннего сгорания и паровые машины) поршень перемещается из одного крайнего положения в другое. При этом поршень имеет колебательные движения относительно своего среднего положения с постоянной амплитудой и некоторым периодом, который может меняться.

Такой характер движения поршня в машинах непрерывного действия позволяет осуществлять расширение рабочего тела в цилиндре, так как в этом режиме движения поршня можно управлять процессом расширения рабочего тела, т. е. началом и концом расширения. В рабочем цилиндре воздушного поршневого привода также может быть применено расширение, если привод работает как машина непрерывного действия. Однако для работы в таком режиме воздушный поршневой привод применяется редко. Наиболее широкое распространение он получил в качестве исполнительного элемента в различных полуавтоматических и автоматических устройствах, системах регулирования, где работа привода в общем случае характеризуется следующими особенностями: во-первых, по команде поршень может быть остановлен в любом положении, из которого он начинает двигаться после следующей команды; во-вторых, величина и направление перемещения поршня могут быть различными и определяются величиной и знаком команды. Следовательно, при таком режиме движения поршня возможности, характерные для машин непрерывного действия, отсутствуют.

В автоматических устройствах привод является машиной дискретного действия. Поэтому в рабочем цилиндре не может быть осуществлен процесс расширения рабочего тела. Для повышения энергетического качества воздушного привода, предназначенного для работы в дискретном режиме, должны быть найдены пути, отличные от известных. Ниже излагается способ решения задачи повышения экономичности пневматического поршневого привода, работающего дискретно, путем многоступенчатого использования энергии сжатого воздуха.

3. МНОГОСТУПЕНЧАТЫЙ ПНЕВМАТИЧЕСКИЙ ПРИВОД

Принцип работы пневматического многоступенчатого поршневого привода [1], [3] основан на последовательном (многоступенчатом) использовании энергии сжатого воздуха без расширения его в рабочем цилиндре. Привод выполнен многоступенчатым для повышения его к. п. д. путем приближения теоретического процесса использования энергии рабочего тела к изотермическому или политропическому расширению.

Система компрессор — многоступенчатый привод отличается от аналогичной одноступенчатой системы схемой привода (рис. XII.6).

Многоступенчатый привод состоит из ряда ступеней одноступенчатых поршневых приводов, последовательно соединенных трубопроводами через расширительные устройства (расширители). Каждая из ступеней, работая при постоянном перепаде давлений в полостях цилиндра, питается сжатым воздухом, отработавшим в предыдущей ступени и расширившимся до определенного давления в расширителе.

Как показано на рис. XII.6, от источника *ИСВ* сжатый воздух при давлении p_1 подводится к воздушному распределителю BP_1 первой ступени и подается в канал распределительного элемента $PЭ_1$.

Распределительный элемент воздушных распределителей может выполняться по различным схемам (золотниковый, струйный, клапанный распределитель и др.). Поэтому схема распределителя не имеет

принципиального значения для многоступенчатого привода и на рис. XII.6 показана условно. При любом типе распределительного элемента действие многоступенчатого привода и его схема в принципиальной части остаются неизменными. Независимо от схемы распределителя его конструктивные параметры выбираются так, чтобы они в сочетании с конструктивными параметрами цилиндров обеспечили при работе привода необходимую скорость на его выходе.

Поворотом $РЭ_1$ (вручную или автоматически) в ту или иную сторону воздух под давлением p_1 подается в активную полость цилиндра $Ц_1$. При этом пассивная полость цилиндра $Ц_1$ сообщается с расширителем $Р_2$ и в ней устанавливается давление p_2, равное давлению воздуха в расширителе ($p_1 > p_2 > 1$ ата). На поршень цилиндра $Ц_1$ первой ступени привода действует перепад давлений $p_1 - p_2$.

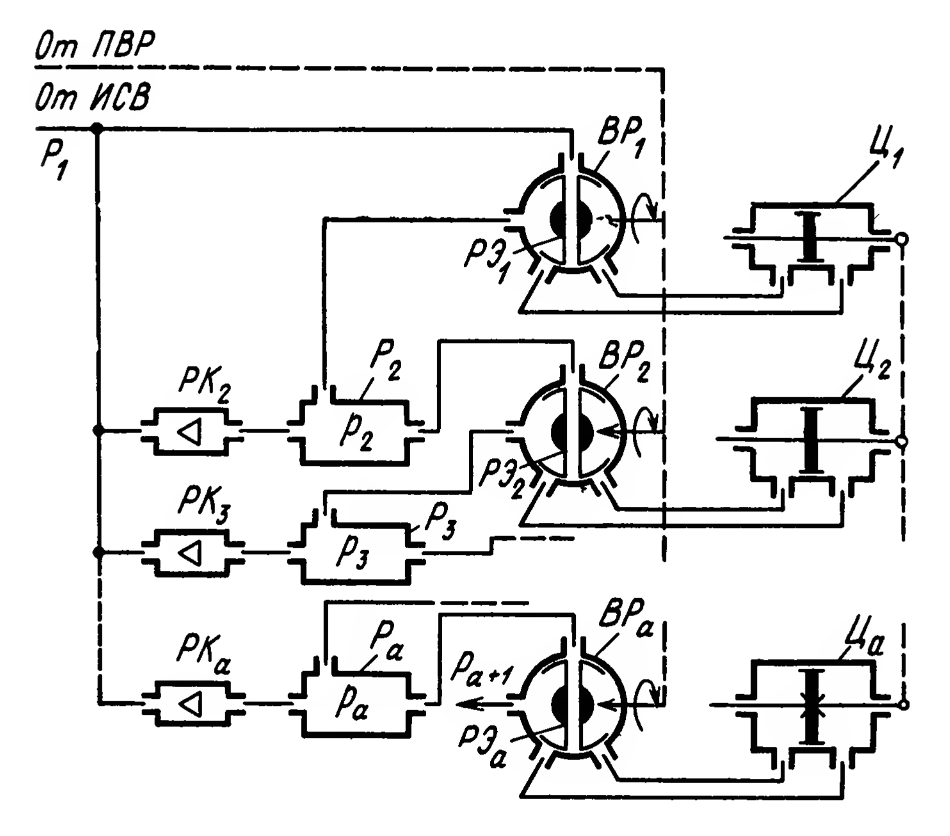


Рис. XII.6. Принципиальная схема многоступенчатого привода:

ИСВ — источник сжатого воздуха; BP_1, BP_2, BP_a — воздушные распределители; $РЭ_1$, $РЭ_2$, $РЭ_a$ — распределительные элементы; P_2, P_3, P_a — расширители; $Ц_1$, $Ц_2$, $Ц_a$ — цилиндры ступеней; PK_2, PK_3, PK_a — редукционные клапаны; *ПВР* — устройство, поворачивающее распределительные элементы

Сжатый воздух, находящийся в расширителе $Р_2$ под давлением p_2, питает вторую ступень привода; распределительный элемент $РЭ_2$ поворачивается одновременно и согласованно с $РЭ_1$. Воздух поступает в активную полость цилиндра $Ц_2$: в пассивной полости цилиндра $Ц_2$ устанавливается давление p_3, равное давлению воздуха в расширителе $Р_3$ ($p_2 > p_3 > 1$ ата).

На поршень цилиндра $Ц_2$ второй ступени привода действует перепад давлений $p_2 - p_3$. Распределительные элементы последующих ступеней поворачиваются синхронно с $РЭ_1$ и $РЭ_2$.

В каждом из цилиндров последующих ступеней аналогично рассмотренному случаю создается соответствующий перепад давлений, который для ступени a равен $p_a - p_{a+1}$ (обычно $p_{a+1} = 1$ ата). Под действием перепадов давлений поршни всех ступеней привода, штоки которых связаны между собой кинематически, перемещаются в сторону, согласованную с направлением поворота распределительных органов.

В цилиндре каждой ступени перепад давлений остается постоянным на протяжении всего хода поршня. Расширение воздуха от давления p_1 на входе привода до давления p_a со стороны выхлопа осуществляется в расширителях, расположенных между рабочими цилиндрами. Пропорционально снижению давления воздуха, питающего последующую ступень, увеличивается полезный объем цилиндра этой ступени. Объемы расширителей выбираются такими, чтобы колебание давлений воздуха в них не превышали заданных пределов [1], [3].

Все расширители привода соединены с питающей магистралью через редукционные клапаны PK_2, PK_3 и т. д., каждый из которых настроен на то давление, которое должно быть в данном расширителе. Поэтому при подаче воздуха от *ИСВ* все ступени привода заполняются воздухом с соответствующим давлением, таким образом, вся система привода автоматически подготавливается к работе. Одновременно эти клапаны предотвращают случайные недопустимые понижения давления в расширителях из-за утечек.

Число ступеней многоступенчатого привода, теоретически неограниченное, выбирают исходя из экономических и конструктивных требований.

Многоступенчатый воздушный поршневой привод, в котором предусмотрено расширение воздуха не в рабочих цилиндрах, а в расширителях, расположенных между цилиндрами ступеней, может применяться в качестве привода непрерывного и дискретного действия в различных автоматических устройствах.

Расширение воздуха в системе привода не вызывает изменения развиваемого приводом усилия в процессе рабочего хода, что является преимуществом при непрерывном и дискретном режимах работы.

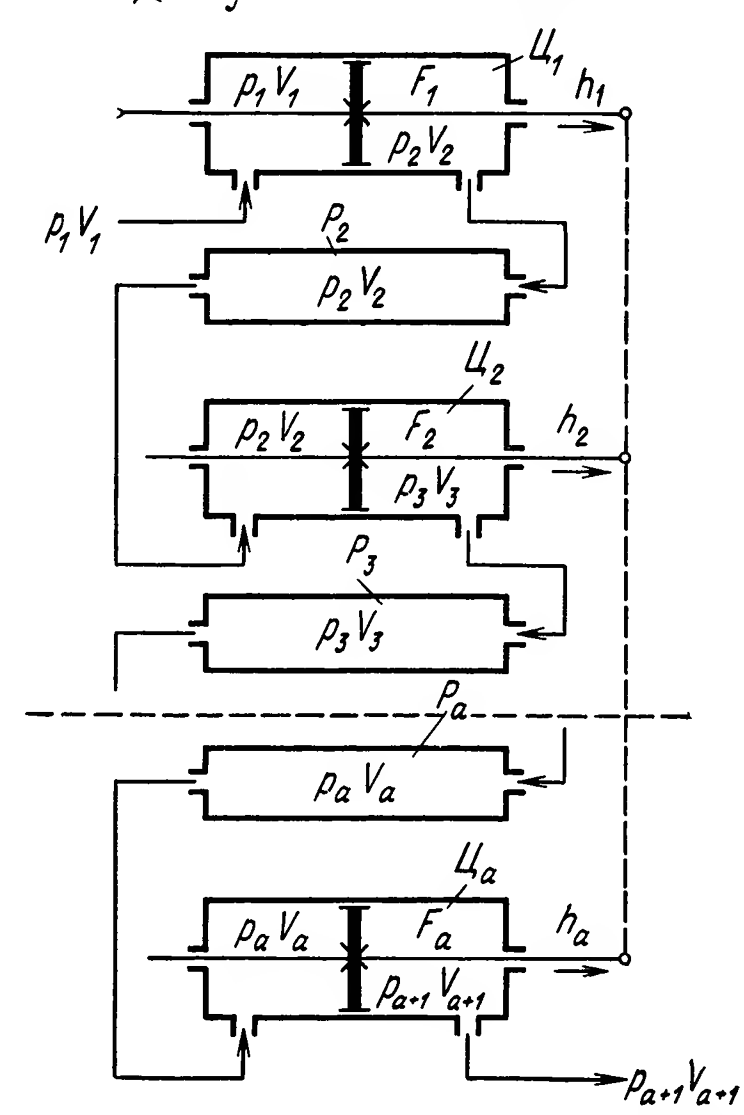


Рис. XII.7. Расчетная схема многоступенчатого привода

Ниже даются расчетные соотношения, показывающие энергетическое преимущество многоступенчатого привода перед одноступенчатым, и формулы для определения его конструктивных параметров.

Расчетная схема рассматриваемого привода без воздушных распределителей показана на рис. XII.7. Примем следующие обозначения:

F — полезная площадь поршня;

p — абсолютное давление воздуха;

V — удельный объем воздуха;

h — ход штока из среднего положения в крайнее;

Δp — перепад давлений в полостях цилиндров ступеней;

G — вес воздуха, участвующего в работе привода на протяжении хода;

$A_{мп}$ — работа, выполняемая многоступенчатым приводом на протяжении хода.

Индексы 1, 2, 3, ..., a, $a+1$ у обозначений параметров указывают на их принадлежность к соответствующей ступени.

В многоступенчатом приводе рабочий процесс считаем равновесным, как это было принято для одноступенчатого привода.

Известно, что для правильного функционирования привода должно иметь место равенство

$$G_1 = G_2 = \ldots = G_a = G, \tag{XII.9}$$

Для одного хода поршней привода

$$G_1=\frac{F_1h_1}{V_1};\ G_2=\frac{F_2h_2}{V_2};\ \ldots;\ G_a=\frac{F_ah_a}{V_a}$$

или

$$\frac{F_1h_1}{V_1}=\frac{F_2h_2}{V_2}=\ldots=\frac{F_ah_a}{V_a},$$

отсюда

$$\frac{F_2h_2}{F_1h_1}=\frac{V_2}{V_1};\ \frac{F_3h_3}{F_1h_1}=\frac{V_3}{V_1};\ \ldots;\ \frac{F_ah_a}{F_1h_1}=\frac{V_a}{V_1}. \qquad \text{(XII.10)}$$

Полагая, что в ходе всего процесса температура сжатого воздуха остается постоянной и равной температуре среды, т. е. процесс является изотермическим, при котором

$$p_1V_1=p_2V_2=\ldots=p_aV_a,$$

получим систему соотношений

$$\left.\begin{aligned} F_2h_2&=F_1h_1\frac{p_1}{p_2};\\ F_3h_3&=F_1h_1\frac{p_1}{p_3};\\ F_ah_a&=F_1h_1\frac{p_1}{p_a}. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XII.11)}$$

Таким образом, в многоступенчатом приводе между конструктивными параметрами F, h цилиндров и давлениями сжатого воздуха в ступенях должно выполняться соотношение

$$F_ih_i=F_1h_1\frac{p_1}{p_i}, \qquad \text{(XII.12)}$$

где i — номер ступени.

В частном случае при $h_1=h_2=\ldots=h_a=h$, что практически наиболее удобно, имеем

$$F_i=F_1\frac{p_1}{p_i}. \qquad \text{(XII.13)}$$

Выражение для работы, выполняемой сжатым воздухом в приводе на протяжении одного хода поршней, будет иметь вид

$$A_{\text{мп}}=(p_1-p_2)F_1h_1+(p_2-p_3)F_2h_2+\ldots+(p_a-p_{a+1})F_ah_a. \qquad \text{(XII.14)}$$

На основании соотношений (XII.12) и (XI.114) запишем

$$A_{\text{мп}}=[(p_1-p_2)F_1h_1]_1+$$
$$+\left[(p_2-p_3)F_1h_1\frac{p_1}{p_2}\right]_2+\ldots+\left[(p_a-p_{a+1})F_1h_1\frac{p_1}{p_a}\right]_a,$$

где индекс у квадратных скобок указывает на номер ступени.

Величина $A_{\text{мп}}$ зависит от выбора давлений воздуха в отдельных ступенях при заданных начальном (p_1) и конечном (p_{a+1}) давлениях для всего привода. Величина $A_{\text{мп}}$ будет максимальна при некотором оптимальном значении давлений в ступенях.

Из выражения для $A_{мп}$ имеем

$$A_{мп}=p_1F_1h_1\left[\left(1-\frac{p_2}{p_1}\right)_1+\left(1-\frac{p_3}{p_2}\right)_2+\ldots+\left(1-\frac{p_{a+1}}{p_a}\right)_a\right]. \quad (XII.15)$$

Число слагаемых, каждое из которых представляет собой выражение в круглых скобках, равно числу ступеней a. Соотношение (XII.15) перепишем в виде

$$A_{мп}=p_1F_1h_1\left[a-\left(\frac{p_2}{p_1}+\frac{p_3}{p_2}+\ldots+\frac{p_{a+1}}{p_a}\right)\right]; \quad (XII.16)$$

$$\frac{p_2}{p_1}+\frac{p_3}{p_2}+\ldots+\frac{p_{a+1}}{p_a}=U. \quad (XII.17)$$

Величина $A_{мп}$ будет максимальна при минимальном значении U. Следовательно, для определения $A_{мп}$ необходимо найти давления в ступенях, при которых $U = U_{min}$. При заданных p_1 и p_{a+1} выражение для U представляет собой уравнение с $(a — 1)$ неизвестными. Дифференцируя U последовательно по каждой переменной и приравнивая каждый результат дифференцирования нулю, получим систему $(a — 1)$ уравнений. На основании анализа этой системы приходим к условию оптимальности распределения давлений в приводе

$$\varepsilon_{рс}=\sqrt[a]{\frac{p_{a+1}}{p_1}}=\sqrt[a]{\varepsilon_{рп}}, \quad (XII.18)$$

где $\varepsilon_{рс}$ — степень расширения для одной ступени;

$\varepsilon_{рп}$ — степень расширения для привода.

Формула (XII.18) дает значение отношения давления воздуха на выходе ступени привода к давлению на ее входе, при котором $A_{мп} = A_{мп}^{max}$. Таким образом, условием оптимальности выбора давлений в ступенях является равенство степеней расширения воздуха во всех ступенях привода.

Выполнение условия (XII.18) предусматривает одновременно необходимость соблюдения, с учетом формулы (XII.12), следующего соотношения между конструктивными параметрами ступеней;

$$F_ih_i=F_1h_1\sqrt[a]{\frac{p_1}{p_{a+1}}}^{\,i-1}. \quad (XII.19)$$

На основании изложенного приходим к выражению для искомого значения $A_{мп}$

$$A_{мп}=p_1F_1h_1a\left(1-\varepsilon_{рп}^{1/a}\right).$$

Переходя к рассмотрению работы 1 кг сжатого воздуха соответственно получим

$$A_{мп1}=p_1V_1a\left(1-\varepsilon_{рп}^{1/a}\right)=p_1V_1a\left(1-\varepsilon_{рс}\right). \quad (XII.20)$$

Формула, определяющая $A_{мп}$ при $a\to\infty$, имеет вид

$$A_{мп}=p_1F_1h_1\lim_{a\to\infty}\left[a\left(1-\varepsilon_{р}^{1/a}\right)\right]=p_1F_1h_1\ln\frac{1}{\varepsilon_{р}}. \quad (XII.21)$$

Работа 1 кг воздуха

$$A_{мп1}=p_1V_1\ln\frac{1}{\varepsilon_{р}}. \quad (XII.22)$$

В соответствии с этим рабочий процесс в многоступенчатом приводе при $a \to \infty$ в координатах pV изображается диаграммой, показанной на рис. XII.8, *а*.

При ограниченном значении a, в частности при $a = 3$, рабочий процесс в многоступенчатом приводе согласно выражению для $A_{мп}$ представляется диаграммой, приведенной на рис. XII.8, *б*.

Степень использования энергетических возможностей сжатого воздуха в многоступенчатом поршневом приводе может быть определена термическим к. п. д. $\eta_т$ так же, как это было сделано для одноступенчатого привода.

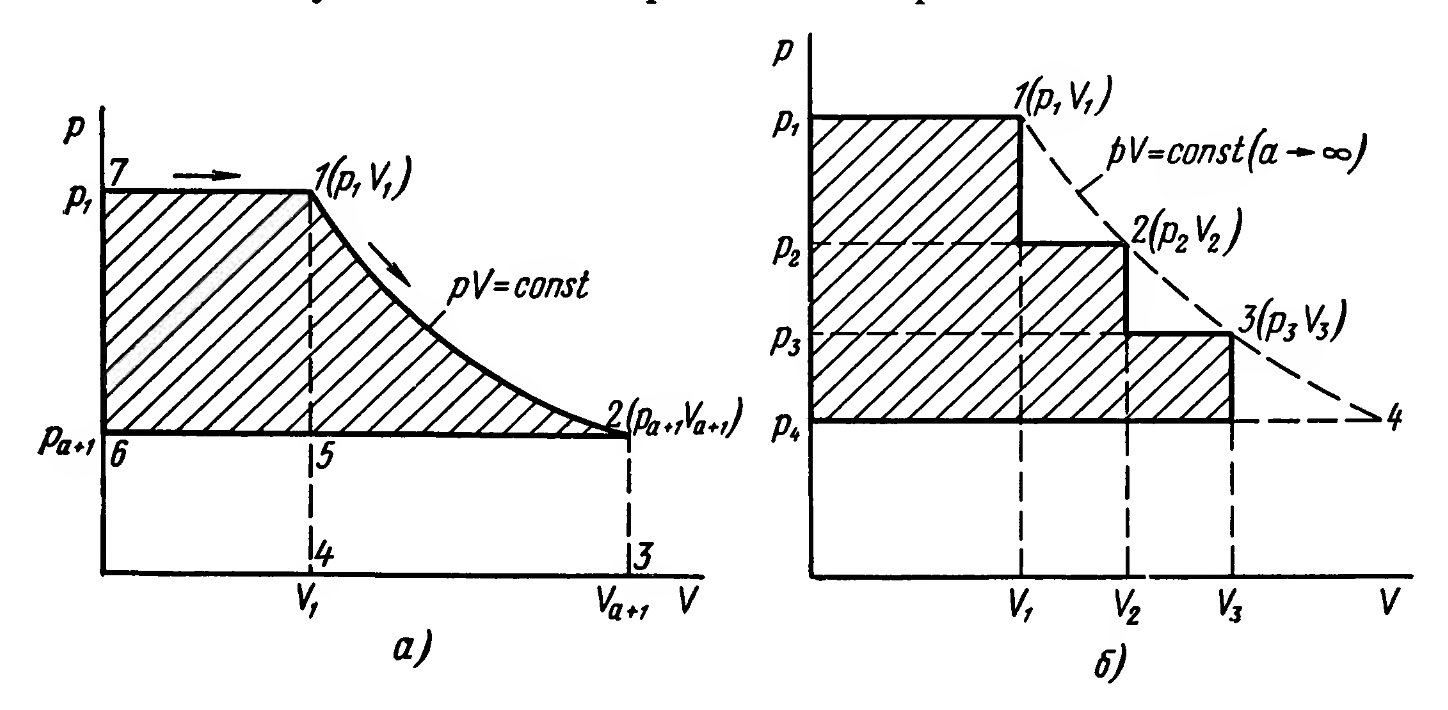


Рис. XII.8. Теоретический рабочий процесс в многоступенчатом приводе:

а — при $a \to \infty$; *б* — при $a = 3$

Полный к. п. д. привода

$$\eta_п = \eta_т \eta_к.$$

Очевидно, что к. п. д. $\eta_к$ для каждой отдельно взятой ступени многоступенчатого привода равен соответствующему к. п.д. одноступенчатого привода. Обозначая величину $\eta_к$ для многоступенчатого привода через $\eta_{км}$, а для одноступенчатого — через $\eta_{ко}$ и подставляя их в выражение для $A_{мп}$, после преобразования получим $\eta_{км} = \eta_{ко}$, т. е. имеет место равенство $\eta_к$ для многоступенчатого и одноступенчатого приводов. Таким образом, увеличение числа ступеней не повышает относительные потери, определяемые конструкцией и выполнением привода. При этом следует иметь в виду, что в каждой последующей ступени привода используется энергия, дополнительно получаемая в этой ступени из сжатого воздуха за счет его расширения. Следовательно, энергетические особенности многоступенчатой системы могут оцениваться только коэффициентом $\eta_т$. Для многоступенчатого привода

$$\eta_т = \frac{A_{мп}}{A_к}.$$

Если число ступеней a — величина конечная, то

$$\eta_1 = \frac{1 - \varepsilon_{рп}^{\frac{1}{a}}}{\ln \varepsilon_{сж1}} a. \qquad \text{(XII.23)}$$

Вводя, как было принято для одноступенчатого привода, коэффициент понижения давления $k_п$, получим,

$$\eta_т = \frac{1-\left(\frac{k_п}{\varepsilon_{сж}}\right)^{\frac{1}{a}}}{\ln \varepsilon_{сж}}\, a. \qquad (XII.24)$$

Если предположить, что $a \to \infty$, то

$$\eta_т = 1 - \frac{\ln k_п}{\ln \varepsilon_{сж}}. \qquad (XII.25)$$

Если $k_п = 1$, т. е. если воздух, сжатый в компрессоре, питает привод (при $a \to \infty$) без предварительного понижения давления, то $\eta_т = 1$. Графики зависимостей для $\eta_т$ приведены на рис. XII.9.

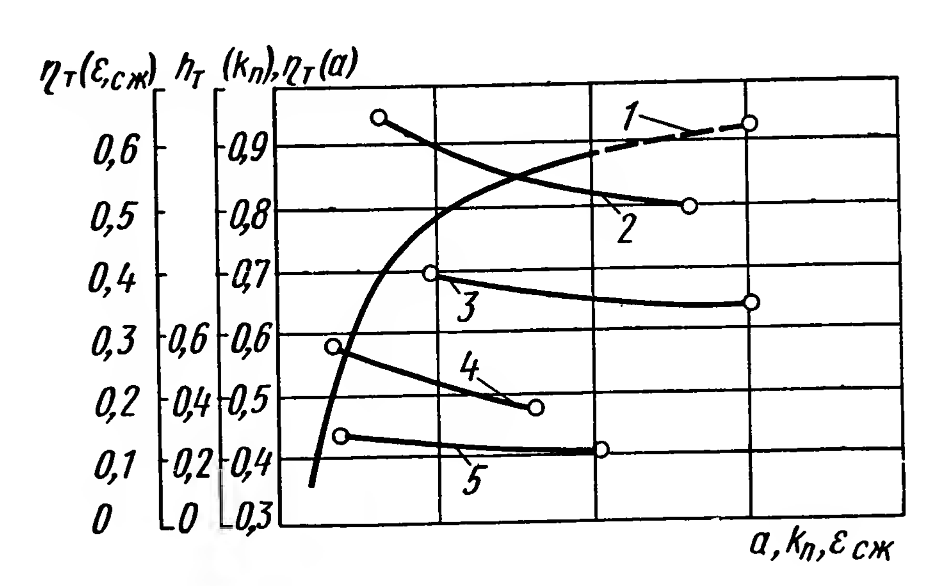


Рис. XII.9. Графики зависимостей для $\eta_т$:
1 — кривая $\eta_т$ (a) в интервале a от 1 до 15; *2* — $\eta_т$ ($\varepsilon_{сж}$) в интервале $\varepsilon_{сж}$ от 7 до 26; *3* — $\eta_т$ ($\varepsilon_{сж}$) в интервале $\varepsilon_{сж}$ от 100 до 300; *4* — $\eta_т$ ($k_п$) в интервале $k_п$ от 1 до 4; *5* — $\eta_т$ ($k_п$) в интервале $k_п$ от 10 до 50

При $\varepsilon_{сж}$ и $k_п$, принятых ранее для одноступенчатого привода, величина $\eta_т$ у многоступенчатого привода с двумя ступенями ($a = 2$) лежит в пределах 0,64 — 0,347, у одноступенчатого привода — соответственно 0,44—0,27.

Отметим, что работа на выходе отдельной ступени определяется в виде $A = p_1 V_1 (1 - \varepsilon_{рс})$. Отсюда следует, что в многоступенчатом приводе с оптимальным распределением давлений в ступенях в каждой ступени выполняется одинаковая работа. При разработке многоступенчатого привода с заданными характеристиками из конструктивных соображений может оказаться удобнее несколько отступить от оптимальных давлений в ступенях и выполнять привод с равными перепадами давлений сжатого воздуха в них.

Работа, выполняемая многоступенчатым приводом при равных перепадах давлений в ступенях, т. е. при $\Delta p = \frac{p_1 - p_{a+1}}{a}$, определяется формулой

$$A_{мп} = (1 - \varepsilon_р)\, p_1 V_1 \sum_{i=1}^{i=a} \frac{1}{a - (1 - \varepsilon_р)(i - 1)}. \qquad (XII.26)$$

В случае $a \to \infty$ выражение для $A_{мп}$ остается прежним. При этом

$$\eta_т = \frac{(1 - \varepsilon_р) \sum\limits_{i=1}^{i=a} \frac{1}{a - (1 - \varepsilon_р)(i - 1)}}{\ln \varepsilon_{сж}}, \qquad (XII.27)$$

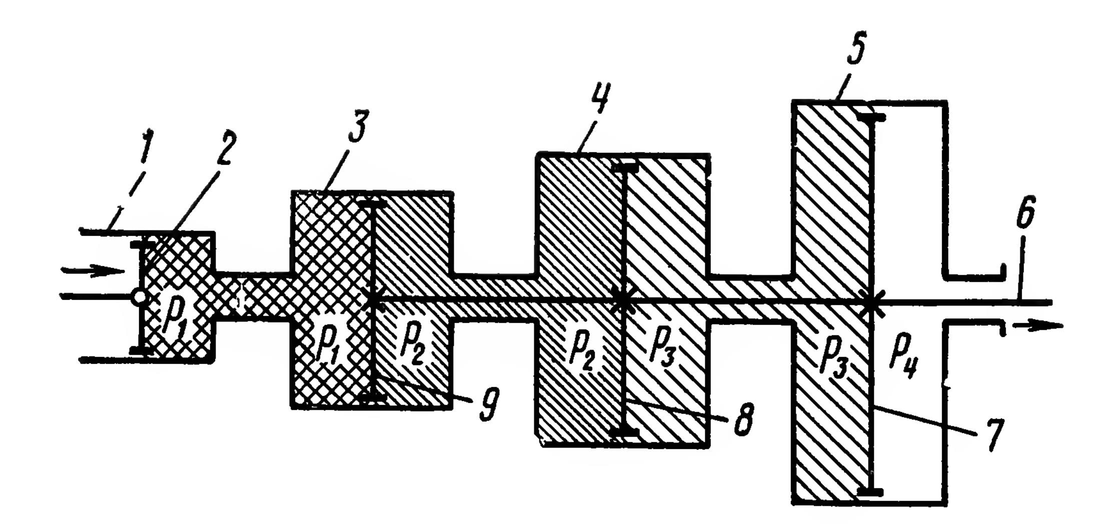


Рис. XII.10. Схема работы системы компрессор-привод с многоступенчатым приводом:

1, 2 — цилиндр и поршень компрессора; *3—5* — цилиндры ступеней привода; *6* — шток; *7—9* — поршни ступеней привода

т. е. к. п. д. такого привода несколько ниже, чем привода с оптимальным распределением давлений, но остается значительно большим, чем к. п. д. одноступенчатого привода. Упрощенная схема работы системы компрессор — многоступенчатый привод приведена на рис. XII.10.

4. СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА ОДНОСТУПЕНЧАТОГО И МНОГОСТУПЕНЧАТОГО ПРОЦЕССОВ

Как указывалось выше, степень использования энергетических возможностей сжатого воздуха, подведенного к приводу, определяется условным термическим к. п. д. $\eta_т$. Сравнивая $\eta_т$ одно- и многоступенчатого приводов, установим энергетическое преимущество последнего. В качестве сравнительной оценки примем коэффициент экономичности

$$k_э = \frac{\eta_{т2}}{\eta_{т1}}, \qquad (XII.28)$$

где $\eta_{т2}$ представляет собой к. п. д. многоступенчатого привода, а $\eta_{т1}$ соответственно $\eta_т$ одноступенчатого привода.

Правая часть формулы (XII.28) равна отношению полных к. п. д. многоступенчатого и одноступенчатого приводов, так как их коэффициенты $\eta_к$ одинаковы независимо от числа ступеней многоступенчатой системы. Пользуясь выражениями для $\eta_т$, получим для коэффициента $k_э$ следующие соотношения:

при оптимальных давлениях в ступенях многоступенчатого привода и ограниченном значении a

$$k_э = \frac{1 - \left(\frac{k_п}{\varepsilon_{сж}}\right)^{1/a}}{1 - \frac{k_п}{\varepsilon_{сж}}} a; \qquad (XII.29)$$

если $a \to \infty$, то

$$k_э = \frac{\ln \frac{\varepsilon_{сж}}{k_п}}{1 - \frac{k_п}{\varepsilon_{сж}}}; \qquad (XII.30)$$

при равных перепадах давлений в ступенях многоступенчатого привода

$$k_э = \sum_{i=1}^{i=a} \frac{1}{a - \left(1 - \frac{k_п}{\varepsilon_{сж}}\right)(i-1)}. \qquad (XII.31)$$

Графическое изображение зависимостей (XII.29) и (XII.31) при вариации числа a приведено на рис. XII.11.

Если полезные площади поршней одноступенчатого и первой ступени многоступенчатого приводов равны, а перепад давлений

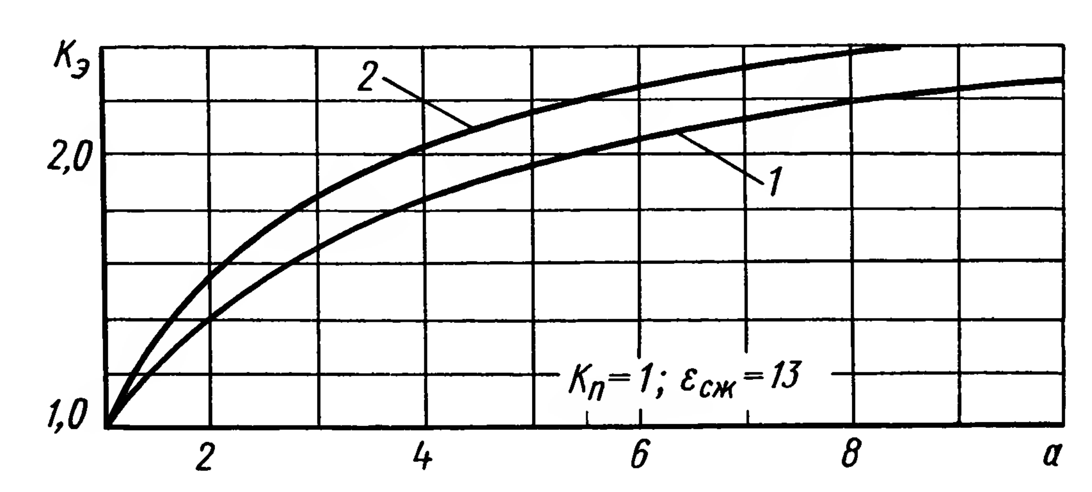


Рис. XII.11. Зависимости $k_э$ (a):

1 — при равных перепадах ($k_п = 1$; $\varepsilon_{сж} = 13$); *2* — при оптимальном давлении

в одноступенчатом приводе равен полному перепаду давлений в многоступенчатом, то показательным является коэффициент $k_н$, равный отно-

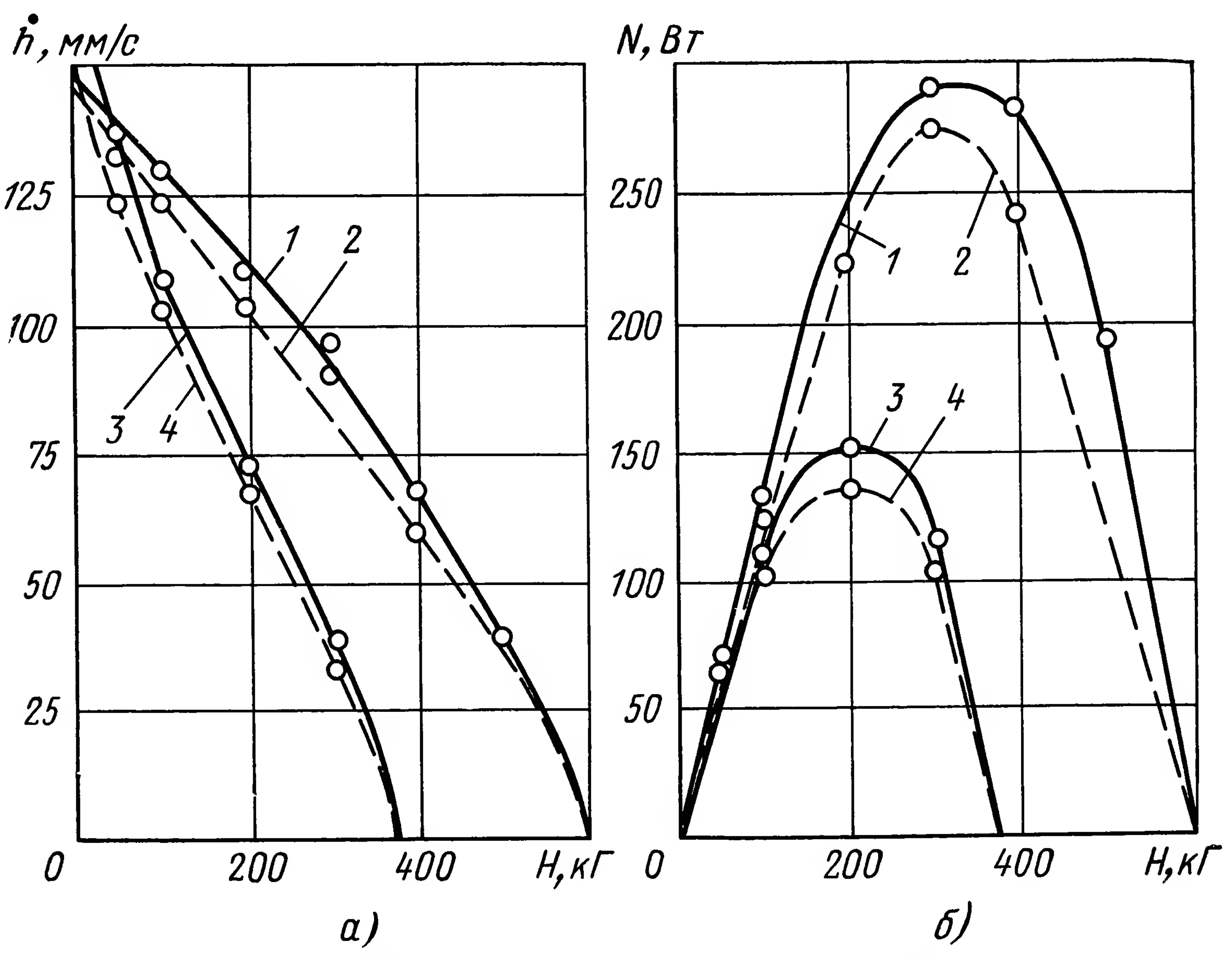


Рис. XII.12. Характеристики приводов:

а — нагрузочные $\dot{h}$ (H) для двухступенчатого (кривые *1*, *2*) и одноступенчатого привода (кривые *3*, *4*); *1*, *3* — движение поршня наружу; *2*, *4* — движение внутрь; *б* — мощности

шению максимальных усилий, развиваемых указанными многоступенчатым и одноступенчатым приводами:

$$k_н = \frac{1-\varepsilon_р^{1/a}}{1-\varepsilon_р}\, a. \qquad \text{(XII.32)}$$

Ниже приводятся сравнительные экспериментальные данные двух- и одноступенчатого пневматических приводов. Нагрузочные и мощностные характеристики двух- и одноступенчатого приводов, имеющих одинаковое потребление энергии, показаны на рис. XII.12. В качестве

одноступенчатого привода использовалась первая ступень двухступенчатого привода. Коэффициенты экономичности $k_э$ и нагрузки $k_н$ для двухступенчатого привода приведены в табл. XII.1.

В расширителе двухступенчатого привода при синусоидальном перемещении штока с частотой 2 Гц и нормальной температуре окружающей среды температура воздуха в нем практически не меняется. В установившемся тепловом режиме температура отличается от ее начального значения примерно на 1,7° С. Это свидетельствует о том, что изменение параметров воздуха в расширителе двухступенчатого привода с достаточной степенью точности можно считать изотермическим.

Таблица XII.1

Режим работы привода	$k_э$ ($k_н$)			
	Движение поршня наружу	Движение внутрь	Среднее значение	Расчетное значение
H_{max}	1,56	1,56	1,56	1,56
N_{max}	1,9	2,02	1,96	—

Сравнение нагрузочных характеристик и кривых мощности двух- и одноступенчатого приводов, имеющих практически одинаковые скорости холостого хода и значения наибольших развиваемых усилий приведено на рис. XII.13. Максимальная мощность двухступенчатого привода больше. При этом расход энергии двухступенчатого привода соответственно меньше, чем одноступенчатого привода. Нагрузочная характеристика двухступенчатого привода «жестче», чем одноступенчатого.

Благодаря такой особенности нагрузочной характеристики двухступенчатый привод в режиме максимальной мощности имеет энергетическое преимущество по сравнению с одноступенчатым даже при равных скоростях холостого хода и максимальных усилиях, развиваемых приводом. Это преимущество для разработанных приводов характеризуется коэффициентом экономичности $k_э = 1,23$. Превышение значения $k_э$ в режиме N_{max} над значением $k_э$ в режиме H_{max} также объясняется особенностью нагрузочной характеристики двухступенчатого привода.

Примем равенство скоростей холостого хода и максимальных развиваемых усилий соответственно многоступенчатого и одноступенчатого приводов при прочих равных условиях как условие, позволяющее сравнивать показатели динамического качества этих приводов. Многоступенчатый и одноступенчатый приводы, у которых выполняется указанное условие, назовем сравнимыми приводами.

Сопоставление динамических характеристик сравнимых приводов проводится применительно к действию замкнутых контуров многоступенчатого и одноступенчатого приводов. Для сравнительной оценки динамического качества используем нелинейное запаздывание, длительность переходного процесса и частотные характеристики.

В табл. XII.2 приведены в качестве примера значения запаздывания и длительности переходных процессов замкнутых контуров двухступенчатого и одноступенчатого приводов. Приведенные в таблице величины запаздывания и длительности переходного процесса

Тип привода	Запаздывание, мс	Время переходного процесса до установившегося состояния, мс	
		с точностью ± 10%	с точностью ± 5%
Одноступенчатый	26,6	280	374
Двухступенчатый	20	192	225

являются средними значениями результатов их измерений при подаче и снятии скачкообразного входного сигнала [3].

На рис. XII.14 показаны амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики другой пары сравнимых приводов — двухступенчатого и одноступенчатого приводов [2].

Из приведенных характеристик видно, что двухступенчатый привод по сравнению с одноступенчатым имеет меньшие значения запаздывания и длительности переходного процесса, обладает более совершенными амплитудой и фазовой характеристиками.

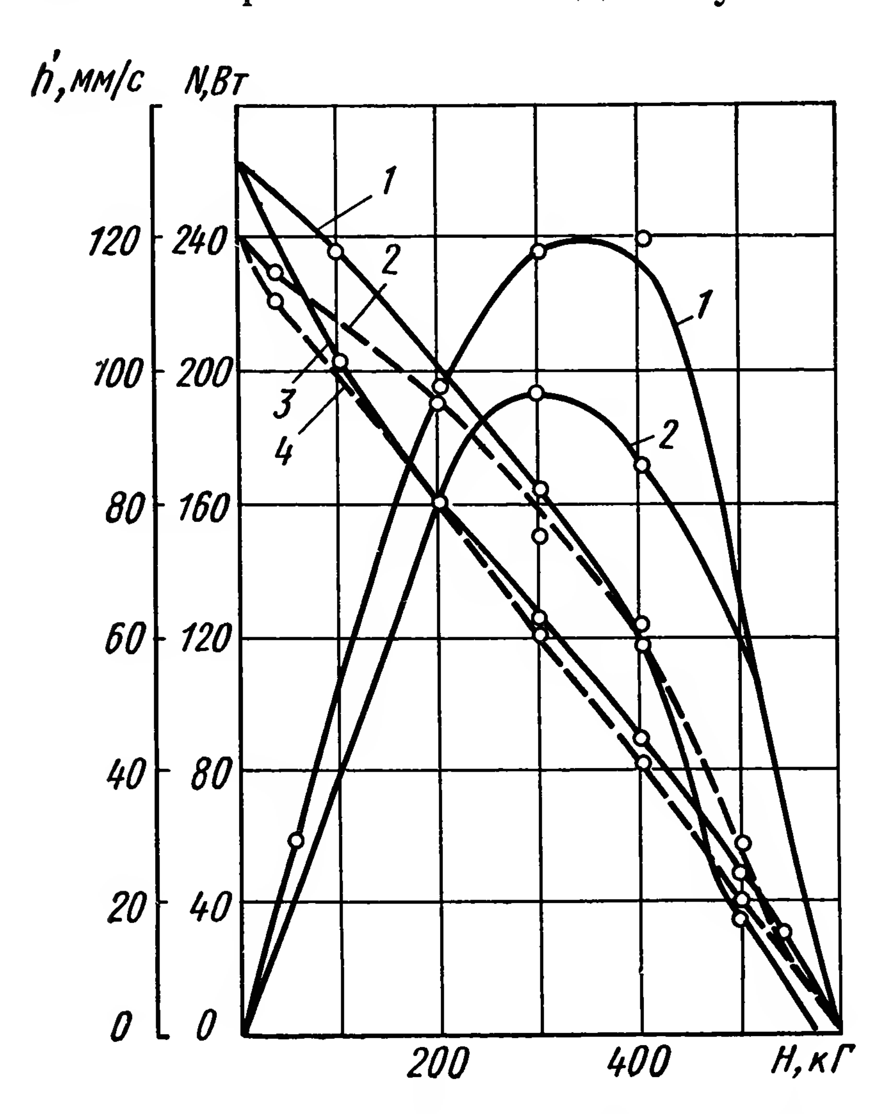


Рис. XII.13. Зависимость $\dot{h}$ (H) и N (H):

для одноступенчатого (*3*, *4* — движение поршня наружу и внутрь) и двухступенчатого приводов (*1*, *2* — движение наружу и внутрь) при одинаковых $\dot{h}_{max}$ и H_{max}; [*1* — N (H) для двухступенчатого привода, *2* — N (H) для одноступенчатого привода]

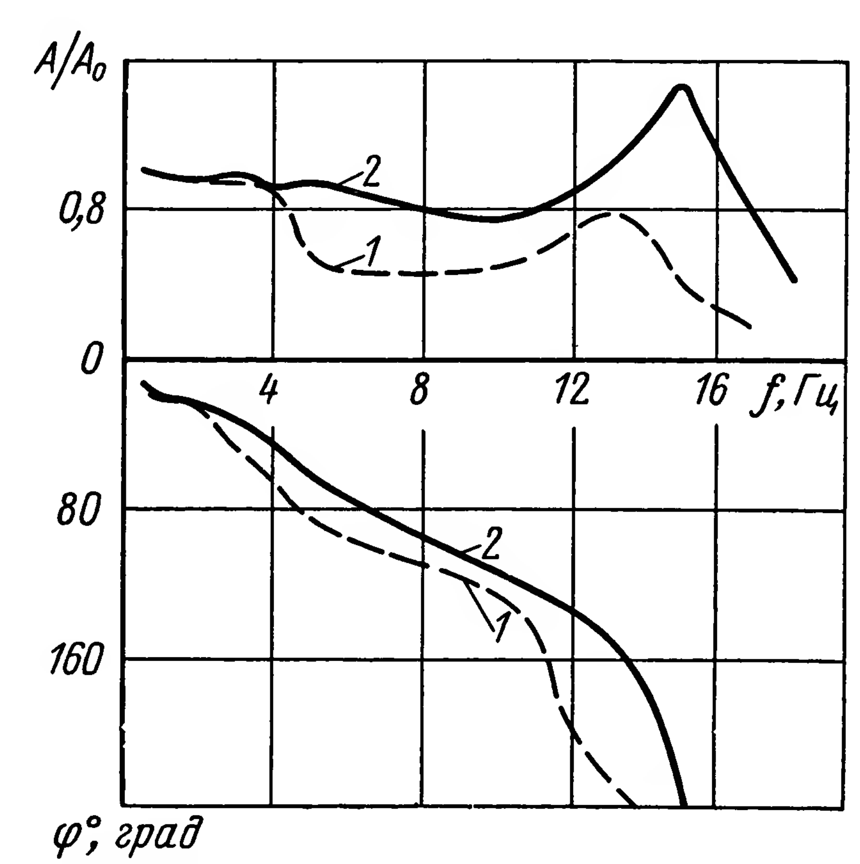


Рис. XII.14. Частотные характеристики привода:

1 — одноступенчатого; *2* — двухступенчатого

Сравнительный запас устойчивости контуров рассматриваемых приводов определен по данным граничных настроек этих контуров. Граничной является настройка, дальнейшее повышение уровня которой переводит контур в автоколебательный режим. У контура двухступенчатого привода граничная настройка имеет большое значение,

т. е. многоступенчатый (двухступенчатый) привод более устойчив, чем привод одноступенчатый.

Итак, нагрузочная характеристика многоступенчатого (двухступенчатого) привода «жестче», чем одноступенчатого. Поэтому сравниваемый многоступенчатый (двухступенчатый) привод отличается большей максимальной мощностью. Отметим также, что применительно к сравниваемым приводам объем цилиндра первой ступени многоступенчатого (двухступенчатого) привода меньше объема цилиндра привода одноступенчатого. Этими обстоятельствами определяются динамические преимущества многоступенчатого привода [1].

5. ПНЕВМОГИДРАВЛИЧЕСКИЙ ПРИВОД КАК МНОГОСТУПЕНЧАТАЯ СИСТЕМА

Принципиальная схема пневмогидравлического привода [4], представляющего собой разновидность многоступенчатой системы, приведена на рис. XII.15. Привод состоит из двух каскадов. В первом каскаде осуществляется промежуточное преобразование энергии, а во втором — механическая работа, для выполнения которой предназначен привод.

Сжатый газ под давлением p_1 поступает в первый каскад и подается в распределитель *1* секции *А*, затем в цилиндр *2*. Через поршень цилиндра и механически связанный с ним поршень гидравлического цилиндра *4* давление сжатого воздуха трансформируется в давление жидкости, заполняющей цилиндр *4*, гидравлический распределитель *5* и гидросистему первого и второго каскадов. Распределитель *7* гидравлического привода второго каскада направляет жидкость в цилиндр *8*. Соответственно расходу жидкости, необходимому для движения поршня цилиндра *8*, перемещаются поршни цилиндров *2* и *4*, подавая необходимое количество жидкости под давлением во второй каскад. Жидкость, выталкиваемая из цилиндра *8*, поступает через распределитель *5* в освобождающийся объем цилиндра *4*.

Когда поршни цилиндров *2* и *4* достигнут своего крайнего положения, то с помощью механизма переключения *3*, управляемого штоками этих поршней, связанные между собой распределители *4* и *9* переместятся в другое крайнее положение и переключат направление подачи воздуха в цилиндр *2* и потока жидкости из цилиндра *4*. Поршни цилиндров *2* и *4* после этого будут двигаться в противоположном направлении.

Воздух, отработавший в секции *А*, из цилиндра *2* через распределитель *1* поступает в расширитель *3*, из которого под давлением p_2, меньшим p_1, питает секцию *Б* первого каскада, работающую аналогично секции *А*. Секция *Б* состоит из распределителей *18* и *16*, механизма переключений *17* цилиндров *20* и *15*. Пропорционально понижению давления воздуха, питающего секцию *Б*, увеличивается рабочий объем цилиндра *20*. Выходы гидросистем секций *А* и *Б* соединены между собой параллельно и питают второй каскад. Аккумуляторы *6* и *9* поддерживают равномерность потока жидкости и компенсируют ее утечки. Воздух, отработавший в первом каскаде, через расширитель *13* под давлением p_3, которое меньше p_2, питает пневматический

привод второго каскада, состоящий из распределителя *10* и цилиндра *11*.

Поршни цилиндров секции *А* связаны с поршнями цилиндров секции *Б* через механизм согласования *19*, который создает фазовое смещение в движении поршней этих секций, чем дополнительно создается равномерность подачи жидкости во второй каскад. При двухсекционном первом каскаде фазовое смещение составляет 90°.

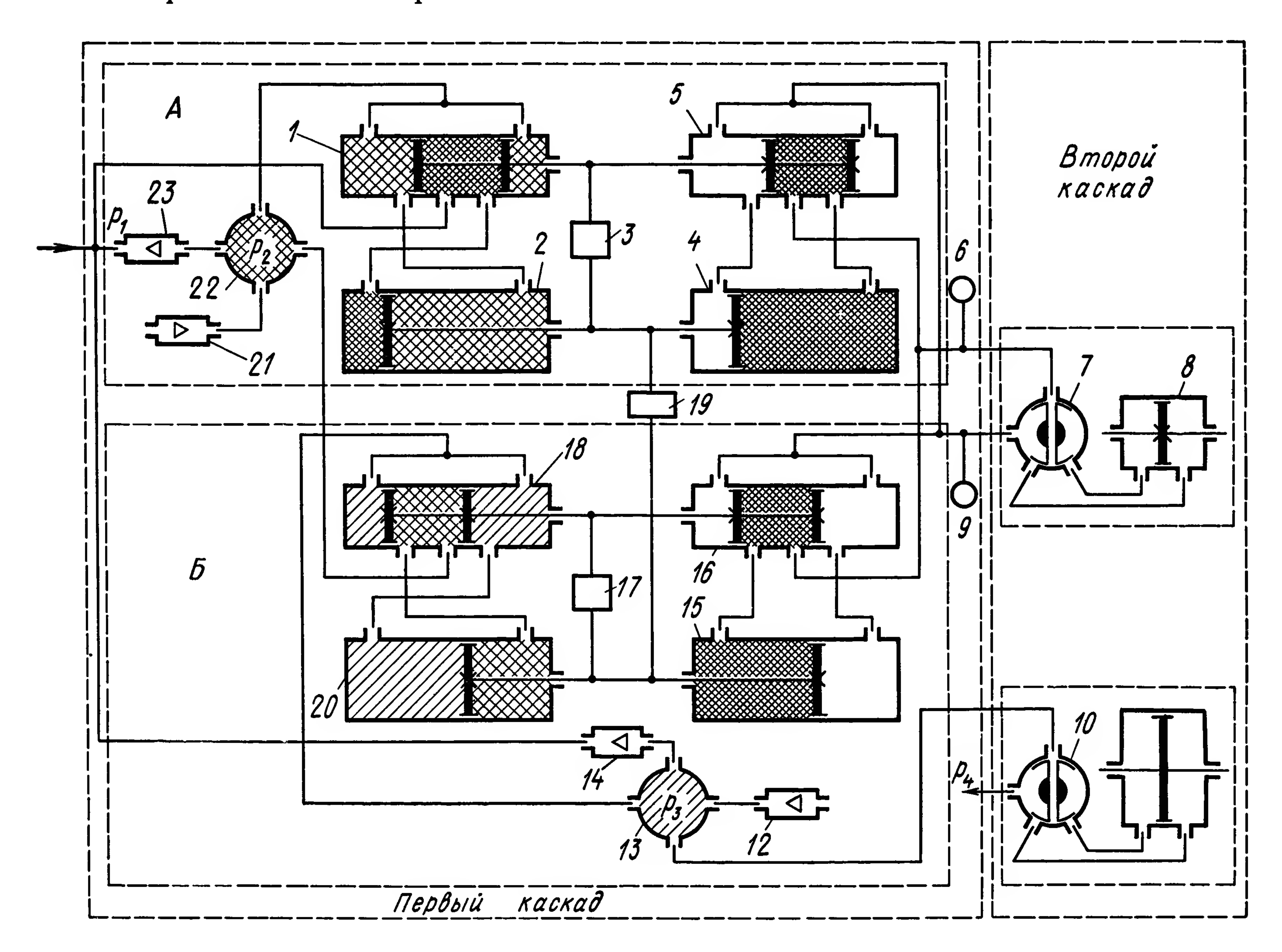


Рис. XII.15. Схема воздушно-гидравлического привода:

1 — воздушный распределитель; *2* — воздушный цилиндр; *3* — механизм переключения; *4* — гидравлический цилиндр; *5* — гидравлический распределитель; *6*, *9* — аккумуляторы; *7* — распределитель гидропривода; *8*, *11*, *15*, *20* — цилиндры; *10*, *16*, *18* — распределители; *17* — механизм переключения; *19* — механизм согласования; *21*, *12* — предохранительные клапаны; *23*, *14* — редукционные клапаны; *22*, *13* — расширители

Редукционные клапаны *14* и *23* настроены соответственно давлением p_2 и p_3, служат для начального заполнения системы привода сжатым воздухом, а также для компенсации случайных утечек. Предохранительные клапаны *12* и *21* предотвращают случайные недопустимые повышения давлений, исключая аварийные ситуации.

Привод, изображенный на рис. XII.15, является трехступенчатым, он имеет три ступени использования энергии сжатого воздуха, первая и вторая ступени расположены в первом каскаде, а третья — во втором каскаде.

На основании приведенной обобщенной схемы привода могут быть построены частные схемы много- и одноступенчатого приводов. Так, в схеме может отсутствовать пневматический привод во втором

каскаде. Секции первого каскада привода могут питаться сжатым газом не последовательно, как указано выше, а параллельно. Первый каскад привода может быть односекционным. В зависимости от требований, предъявляемых к приводу, один из аккумуляторов может отсутствовать.

Распределителями второго каскада гидравлического привода могут являться гидроусилители (игла-золотник, сопло-заслонка и др.), требующие малых расходов жидкости с пониженным давлением. Снабжение жидкостью этих гидроусилителей может осуществляться отдельными элементами системы, подающими жидкость низкого давления.

6. ОСОБЕННОСТИ И ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОСТУПЕНЧАТОГО ПРИВОДА

Для сравнения энергетических особенностей одно- и многоступенчатого пневматических приводов процессы в системе компрессор — привод могут рассматриваться как изотермические.

В одноступенчатом приводе сжатый воздух не совершает работы, а выполняет в системе компрессор — привод функцию некоторого кинематического элемента, который как бы связывает поршень компрессора при выталкивании сжатого воздуха из его цилиндра с поршнем привода, при этом движение поршня компрессора передается поршню привода. Эта дистанционная связь осуществляется дискретно во времени, т. е. время выработки сжатого воздуха — связывающего элемента — может не совпадать с периодом его применения — подачей энергии от поршня компрессора к поршню привода. Одноступенчатый привод работает как в непрерывном, так и в дискретном режимах. В одноступенчатом приводе используется энергия, затрачиваемая в компрессоре на выталкивание сжатого воздуха из его цилиндра, а энергия, затраченная на собственно сжатие воздуха, не используется.

В многоступенчатом приводе сжатый воздух совершает работу, приближающуюся к работе при его изотермическом расширении. С увеличением числа ступеней a повышается экономичность привода. В многоступенчатом приводе используется как энергия, затрачиваемая в компрессоре на выталкивание сжатого воздуха, так и на собственно сжатие, что обеспечивает более совершенное использование израсходованной энергии. Здесь, как и в одноступенчатом приводе, имеет место дистанционность и возможность разрыва во времени передачи энергии от компрессора к приводу. Многоступенчатый привод также может работать в непрерывном и дискретном режимах.

Степень использования в воздушном приводе энергетических возможностей сжатого воздуха может быть определена условным термическим к. п. д. $\eta_т$ привода. Величина $\eta_т$ многоступенчатого привода зависит от числа ступеней a, с увеличением a увеличивается коэффициент $\eta_т$.

Энергетические преимущества многоступенчатого привода устанавливаются сравнением величины коэффициента $\eta_т$ для этого привода ($\eta_{т2}$) и одноступенчатого привода ($\eta_{т1}$). Для срав-

нительной оценки используется коэффициент $k_э = \frac{\eta_{т2}}{\eta_{т1}}$. Увеличение чисел ступеней a приводит к увеличению коэффициента $k_э$. Чем больше число ступеней и степень сжатия воздуха, питающего привод, тем выше энергетические преимущества многоступенчатого привода.

В двухступенчатом приводе (при значениях $\varepsilon_{сж} = 13$, $k_п = 1$, $a = 2$ и оптимальных давлениях в ступенях) энергия сжатого воздуха используется полнее в 1,565 раза, чем в одноступенчатом приводе с теми же значениями $\varepsilon_{сж}$ и $k_п$ (так как $k_э = 1{,}565$). Если число ступеней $a = 10$, то коэффициент $k_э = 2{,}45$. Для равных перепадов в ступенях соответственно $k_э = 1{,}429$ и 2,295.

Практически наибольший интерес представляет многоступенчатый привод с двумя-тремя ступенями, в котором при малом числе ступеней имеет место значительная экономия энергии.

Пневмогидравлический или газогидравлический привод является разновидностью многоступенчатого привода. К преимуществам такого привода по сравнению с пневматическим и гидравлическим соответственно относятся: возможность получения повышенного динамического качества путем применения вспомогательной рабочей жидкости; отсутствие системы гидропитания и затраты энергии без учета утечек при неподвижном выходном штоке.

Характеристики применяемых приводов полностью подтверждают энергетические преимущества многоступенчатого процесса перед одноступенчатым.

Так как нагрузочная характеристика двухступенчатого привода «жестче», чем одноступенчатого, энергетические преимущества двухступенчатого привода в режиме максимальной мощности N_{max} больше, чем в режиме максимальной нагрузки H_{max}.

Динамическое качество многоступенчатого привода при работе его в замкнутом контуре с жесткой обратной связью выше, чем одноступенчатого привода.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Морачевский В. Л.** Многоступенчатый привод для автоматических устройств. М., «Машиностроение», 1966, 116 с.

2. **Морачевский В. Л., Зорин Е. В.** Энергетика и динамика многоступенчатого воздушного привода для автоматических устройств. Пневмоавтоматика (сборник), М., «Наука», 1966.

3. **Морачевский В. Л.** Газовый поршневой привод. Комитет по делам изобретений и открытий при СМ СССР Бюллетень изобретений, № 9, 1959; авт. свид. № 119747.

4. **Морачевский В. Л.** Газогидравлический привод. Комитет по делам изобретений и открытий при СМ СССР, Бюллетень изобретений № 15, 1959; авт. свид. № 121636

ГЛАВА XIII

РАБОТА ГИДРАВЛИЧЕСКОГО СЕРВОМЕХАНИЗМА НА НИЖНЕМ ПРЕДЕЛЕ ДИАПАЗОНА РЕГУЛИРОВАНИЯ

При малых значениях и определенных формах управляющего сигнала, а также при небольших (по сравнению со значениями соответствующих нелинейных эффектов) возмущающих воздействиях гидропривод не может считаться грубой системой, а линейная аппроксимация перестает отражать действительно происходящие в гидроприводе процессы, описываемые системой двух уравнений, устанавливающих связи между двумя взаимно независимыми компонентами вектора входа и двумя фазовыми координатами системы, определяющими состояние гидропривода.

Когда эффект действия управляющего сигнала соизмерим с утечками, их зависимость от угла поворота гидромашины приводит к возникновению параметрических колебаний, ограничивающих диапазон работы гидропривода со стабильными значениями скорости.

При малых скоростях эффект падающей характеристики трения приводит к возникновению разного рода автоколебаний и бифуркационным эффектам, по тем же причинам ограничивающих диапазон регулирования гидропривода.

Понижение значений эффективного момента (имеет место при малых возмущающих воздействиях и небольших управляющих сигналах), от которого зависит значение динамической податливости, приводит к возникновению скачкообразного резонанса и существенным изменениям амплитуды регулируемой переменной при небольших изменениях частоты. В этом случае регулирование гидропривода затруднено.

В тех же условиях эффект действия сухого трения обусловливает зону нечувствительности гидропривода, зависящую от частоты, а также возможность возникновения неравновесных остановов, области существования которых зависят от статической и динамической податливости гидропривода.

Диапазон работы гидропривода ограничивается определенными значениями эффективного момента, как наибольшими (эффект насыщения), так и перечисленными наименьшими и при необходимости работы гидропривода на нижнем пределе диапазона регулирования оценка его работы осуществляется приемами, разработанными применительно к нелинейным сервомеханизмам-четырехполюсникам.

Аналитические приемы оценки нелинейностей, связанных с эффектами насыщения, в настоящее время разработаны недостаточно, особенно применительно к оценке влияния приводных двигателей и источников энергии. Однако существующие аналитические и структурные представления регулярных сервомеханизмов позволяют осуществлять такую оценку при помощи ЦВМ в случае подробной конкретизации структур и их параметров.

1. КЛАССИФИКАЦИЯ НЕЛИНЕЙНОСТЕЙ ГИДРАВЛИЧЕСКИХ ПРИВОДОВ

Большинство исполнительных устройств САУ относится к числу преобразователей энергии, математическая модель которых описывается уравнениями

$$\Omega + Y(D)\, m_i = \Omega_{xx} e, \quad m_i - Z(D)\,\Omega = M_в, \qquad (XIII.1)$$

где e и $M_в$ — соответственно безразмерный управляющий сигнал и возмущающее воздействие (входные переменные или компоненты вектора входа);

Ω и m_i — соответственно скорость и эффективный момент исполнительного двигателя (фазовые координаты или компоненты вектора выхода);

Ω_{xx} — скорость холостого хода.

Применительно к гидроприводу $m_i = w\Delta p$, w — характерный размер гидромотора и Δp — перепад давления на гидромоторе. При отсутствии упругого сопротивления движению (шарнирный момент) оператор потерь $Y(D) = \vartheta D + \tau$, где ϑ и τ — динамическая и статическая податливости соответственно, а оператор нагрузки $Z(D) = ID + h$, где I и h — инерционная нагрузка и активное сопротивление соответственно.

Работа исполнительного устройства на нижнем пределе диапазона регулирования, характеризуемая условием $|e(t)| \ll 1$ (включая и знакопеременное значение), при котором мощность приводного двигателя может считаться неограниченной ($\Omega_{xx} = \text{const}$), сопровождается различного рода нелинейными эффектами. При уменьшении значения управляющего сигнала $e(t)$ обычно уменьшаются значения фазовых координат Ω и m_i. При $\Omega \ll \Omega_{xx}$ значение τ становится зависимым от угла поворота исполнительного двигателя, а значение h — от его скорости. При тех же условиях существенно проявляется влияние зоны нечувствительности, действие которой обычно относят к координате $M_в$. При уменьшении значения m_i проявляется зависимость ϑ от m_i, во всяком случае для гидравлических исполнительных устройств.

В настоящее время более подробно исследованы особенности нелинейных эффектов пяти типов.

1. Параметрические колебания, возникающие при знакопостоянном управляющем сигнале $e = \text{const}$ вследствие зависимости τ от угла поворота исполнительного двигателя [4] (их иногда смешивают с автоколебаниями).

2. Скачкообразный резонанс и нежелательные субгармонические колебания (не фильтруются линейной частью системы) возникают в слабодемпфированных системах вследствие зависимости сжимаемости рабочей жидкости от перепада давления Δp. В этом случае проявляется влияние нелинейности типа модуль $\vartheta(|\Delta p|)$, когда $\frac{d}{d|\Delta p|}\vartheta(|\Delta p|)<0$. Тот же эффект интенсифицируется при насыщении рабочей жидкости газовоздушной составляющей в процессе эксплуатации гидропривода, а также при уменьшении давления системы компенсации утечек [9].

3. Автоколебания с мягким возбуждением, возникающие в недостаточно демпфированных системах при $e=\text{const}$, $\frac{d}{d\Omega}M(\Omega)<0$ (при $\frac{dh}{d\Omega}>0$ устойчивость системы повышается) и неустойчивой особой точке, происходящие со знакопостоянной скоростью [1].

4. Автоколебания с жестким возбуждением, возникающие в недостаточно демпфированных системах при $e=\text{const}$, $\frac{d}{d\Omega}M(\Omega)<0$ и устойчивой особой точке, происходящие со знакопостоянной скоростью [7].

5. Периодические движения с неравновесными остановами при симметричном гармоническом сигнале, когда $M_в = M_т$ sing Ω [1,8].

Существенные особенности имеют место при непостоянстве инерционной нагрузки I (например, при связи исполнительного двигателя с нагрузкой с помощью устройств рычажного типа). Модель такой системы сводится к нестационарной нелинейной системе второго порядка, которой свойственна потеря устойчивости на интервале движения, если $\frac{d}{d\theta}I(\theta)<0$, где θ — смещение или поворот исполнительного устройства. Соответствующая модель здесь не рассматривается, так как она одинаково характерна не только при работе на нижнем пределе диапазона регулирования, но и для любых иных расчетных режимов работы. Особенности движений с такой нелинейностью анализируются в работе [5].

Поскольку чаще всего указанные нелинейные эффекты нежелательны, точный диагноз причин возникновения особых движений приобретает важное значение. Способы устранения нежелательных автоколебаний и параметрических колебаний разные.

2. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ КОЛЕБАНИЯ

При работе гидропривода с $M_в = \text{const}$ и $\Omega \ll \Omega_{хх}$ из-за коммутационных эффектов (несовершенство распределения) появляется зависимость τ от угла поворота исполнительного двигателя θ. Пусть [4]

$$\tau=\tau(\theta)=\tau_0+\tau_п(\theta), \quad \tau_п(\theta)\ll\tau_0=\text{const}, \qquad \text{(XIII.2)}$$

причем переменная составляющая $\tau_п(\theta)$ включает периодическую (импульсного типа) функцию $\tau_{1\alpha}(\theta)$ и периодическую симметричную релейного типа функцию $\tau_{пz}(\theta)$ с периодом $T_к$ (период коммутационной частоты [2, 6]). Графические изображения аппроксимирующих

зависимостей $\tau_{п\alpha}(\theta)$ и $\tau_{пz}(\theta)$, а так же определяющей их закономерности расхода утечек $Q_у$ показаны на рис. XIII.1 кривыми *1*, *2* и *3*. Составляющая $\tau_{п\alpha}(\theta)$ в гидроприводе обусловливается прохождением окна цилиндра через перемычку распределителя (при среднем положении окна на перемычке существенно уменьшаются пути просачивания), а $\tau_{пz}(\theta)$ — периодически меняющимся числом поршней в отдающей полости гидромотора.

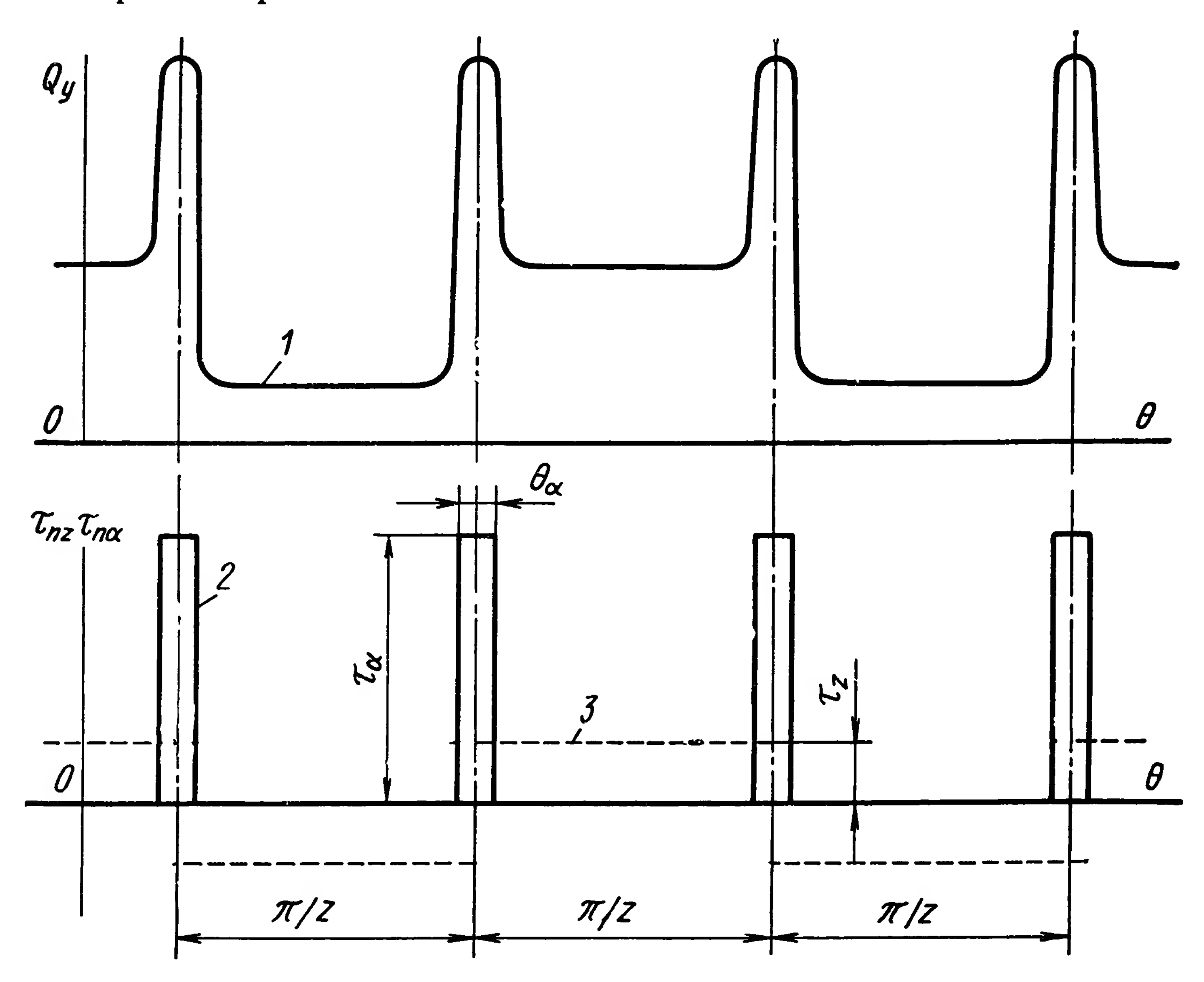


Рис. XIII.1. Зависимость статического коэффициента податливости гидропривода от угла поворота ротора гидромотора

Неравномерность подачи [2], а также колебания зазора на распределителе увеличивают значения τ_α и τ_z (рис. XIII.1); аналогично влияние системы гидростатической разгрузки.

Фильтрующие свойства системы позволяют не рассматривать те же процессы в насосе, когда $\Omega \ll \Omega_н$ ($\Omega_н$ — угловая скорость насоса).

Исключая в уравнениях (1) m_i для случая, когда $M_в = \text{const}$, и учитывая выражение (XIII.2), получим

$$\ddot{\Omega} + 2\zeta\omega_0\dot{\Omega} + \omega_0^2\Omega = \omega_0^2\left[\left(\Omega_y - \frac{\tau_0 M_в}{1+\tau h}\right) - \frac{M_в}{1+\tau h}\tau_п(\theta)\right], \quad \text{(XIII.3)}$$

где

$$\omega_0 \equiv T^{-1} = \sqrt{\frac{1+\tau h}{\vartheta I}}, \quad 2\zeta\omega_0 = \frac{h}{I} + \frac{\tau}{\zeta} \quad \text{и} \quad \Omega_у \equiv \frac{\Omega_{хх}}{1+\tau h}e.$$

При уменьшении e, когда в правой части можно пренебречь выражением $\Omega_у - \frac{\tau_0 M_в}{1+\tau h}$, задача сводится к линейному уравнению второго порядка с правой переменной частью. В дальнейшем принимаем

$$\Omega_{хх}e - \tau_0 M_в \ll M_в\tau_п(\theta), \quad \text{(XIII.4)}$$

что является условием существования исследуемых параметрических колебаний, а при $\Omega_{xx}e - \tau M_в \gg M_в \tau_п(\theta)$ системма становится грубой по отношению к $\tau(\theta)$ и тогда принимают $\tau \approx \text{const}$.

Для замены θ через t в порядке нулевого приближения положим $\theta^0 = \int\limits_0^t \Omega_у\, dt = \Omega_у t$, превращая правую часть уравнения (XIII.3) в периодическую функцию с периодом $T_к = \frac{2\pi}{z\Omega_у}$. Полученное решение $\Omega^1(t)$ будет первым приближением, для которого $\theta^1 = \int\limits_0^t \Omega^1\, dt$ и т. д.

Для закономерности импульсного типа $\tau_{\alpha п}(\theta)$ при малом времени действия импульса T_α, когда в момент времени $t = T_\alpha$ скорость дви-

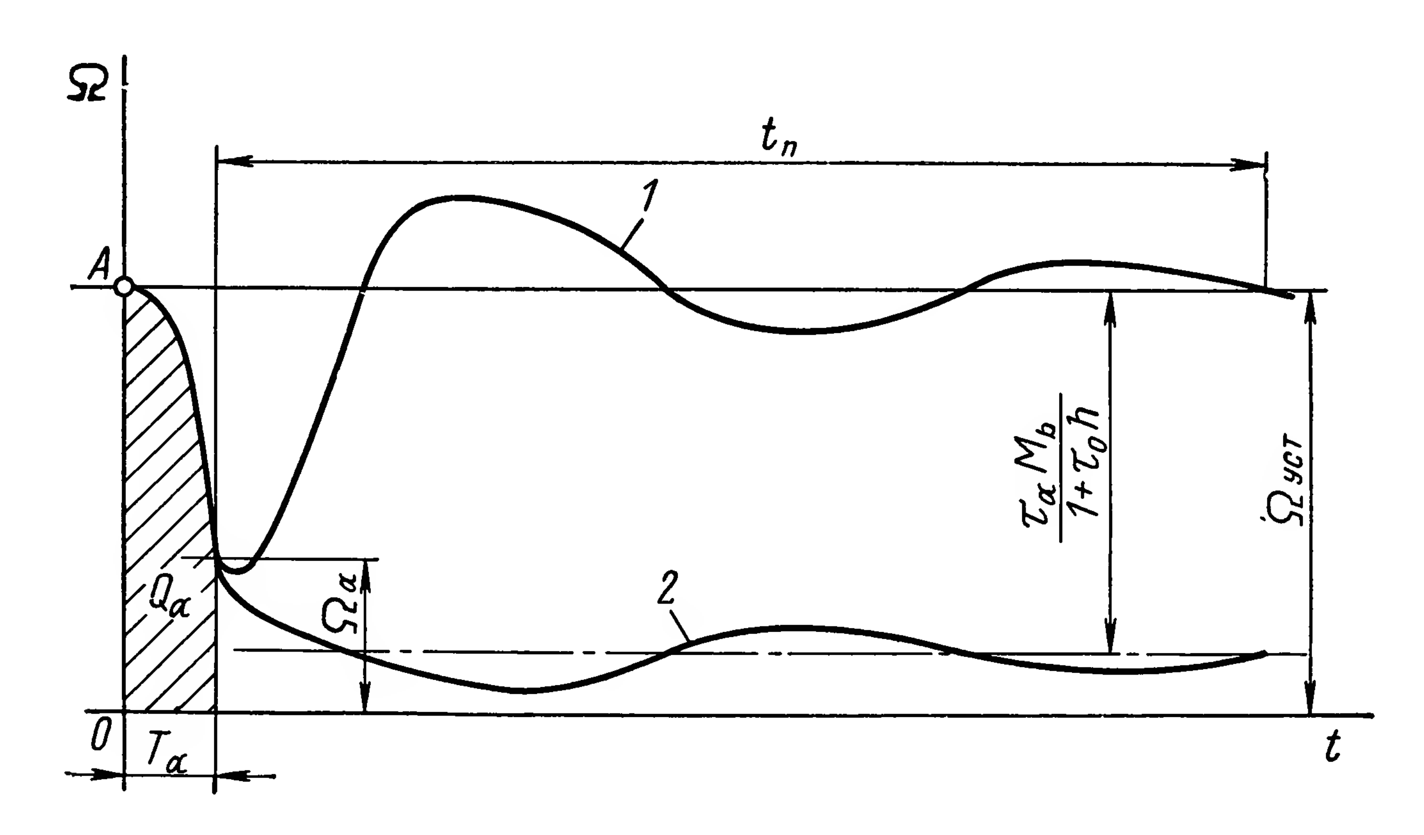


Рис. XIII.2. Закономерность изменения скорости гидромотора Ω

жения Ω_α не нуль, решение уравнения (XIII.3) показано кривой *1* на рис. XIII.2 для случая $t_п < T_к$ (тогда в точке A ускорение $\dot{\Omega} = 0$), где $t_п$ — время переходного процесса.

В заштрихованной зоне из-за действия утечек скорость падает, а после прекращения их действия (интервал времени $T_\alpha \leqslant t \leqslant T_к$) затухает колебательный процесс с периодом $\frac{2\pi}{\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2}}$.

Для больших значений T_α решение уравнения (XIII.3) показано кривой *2*, причем $M_в \frac{\tau_\alpha}{1+\tau_0 h}$ — дополнительная утечка. При большом значении T_α в заштрихованной зоне (рис. XIII.2) скорость может упасть до нуля. В этом случае останов окажется равновесным и движение прекратится. При более сложной закономерности $\tau(\theta)$, особенно в случаях почти скачкообразных изменений утечек, сходимость последовательности решения может оказаться медленной и тогда применительно к отклонениям $\Delta\Omega = \Omega - \Omega_у$ можно воспользоваться замкнутой формой записи решения:

$$\Delta\Omega = -\frac{\omega_0 M_в E(-t)}{(1+\tau_0 h)\cos\beta}\left\{\int_0^t \tau_x E(x)\sin\omega_1(t-x) + \right.$$

$$\left. + \frac{C\,[E(T)\sin\omega_т(t+T_к) - \sin\omega_1 t] - S\,[E(t)\cos\omega_1(t+T_к - \cos\omega_1 t]}{1-2E(T_к)\cos\omega_1 T_к + E(2T_к)}\right\}, \quad \text{(XIII.5)}$$

где

$$\cos\beta = \sqrt{1-\zeta^2}; \quad E(x) = \exp\zeta\omega_0 x; \quad \omega_1 = \omega_0\cos\beta;$$

$$C = \int_0^{T_к} \tau(x)\,E(x)\cos\omega_к x\,dx; \quad S = \int_0^{T_к} \tau(x)\,E(x)\sin\omega_1 x\,dx,$$

а равенство (XIII.3) в отклонениях принимает форму

$$\Delta\ddot{\Omega} + 2\zeta\omega_0\,\Delta\dot{\Omega} + \omega_0^2\,\Delta\Omega = -\,\omega_0^2\,\frac{M_в}{1+\tau_0 h}\tau_п(t). \quad \text{(XIII.6)}$$

Решение уравнения (XIII.5) определяет изменение $\Delta\Omega$ в интервале времени $0 \leqslant t \leqslant T_к$.

В ряде случаев использование первого приближения дает удовлетворительную сходимость (проверяется экспериментально). Для закономерности $\tau_п(t)$ периодического импульсного типа, если считать $\theta = \Omega t$, то $\tau_п(t) = \tau_\alpha$ при $0 \leqslant t \leqslant T_\alpha = \frac{\theta_\alpha}{\Omega_у}$ и $\tau_п(t) = 0$ при $T_\alpha < t \leqslant \leqslant T_к = \frac{\pi}{z\Omega_у}$. В этом случае выражения C и S в равенстве (XIII.5) будут

$$C = \frac{\tau_\alpha}{\omega_0}\,[E(T_\alpha)\sin(\omega_1 T_\alpha + \beta) - \sin\beta] \text{ и}$$

$$S = \frac{\tau_\alpha}{\omega_0}\,[E(T_\alpha)\cos(\omega_1 T_\alpha + \beta) - \cos\beta],$$

или

$$\Delta\Omega = -\frac{\begin{gathered}\tau_\alpha M_в E(T_к - t)\,\{E(T_к + T_\alpha)\cos[\omega_1(t - T_\alpha) - \beta] - E(T_к)\cos(\omega_1 t - \beta) + \\ + \cos[\omega_1(t - T_к) - \beta] - E(T_\alpha)\cos[\omega_1(t - T_к - T_\alpha) - \beta]\end{gathered}}{(1+\tau_0 h)\cos\beta\,[1 - 2E(T_к)\cos\omega_1 T_к + E(2T_к)]}.$$

(XIII.7)

Так как T_α мало, то решение для интервала времени $0 < t < T_\alpha$ представляет интерес в случае, когда из-за малости Ω_y возможен останов. Обычно при этом $\Omega_у < \omega_0\frac{\pi\zeta}{3z}$, что соответствует затуханию действия предыдущего импульса $\left(\text{т. е. } T_к - T_\alpha > \frac{3}{\omega_0}\right)$. Тогда решение уравнения (XIII.6) при $t > 0$ будет

$$\Omega(t) = \Omega_у + \tau_\alpha\frac{M_в}{1+\tau_0 h} + E(-t)\,(C_1\cos\omega_1 t + C_2\sin\omega_1 t).$$

Поскольку при $t = 0$ $\Omega = \Omega_y$ и $\dot{\Omega} = 0$, то $C_1 = \tau_\alpha\frac{M_в}{1+\tau_0 h}$, а $C_2 = C_1\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}$ или

$$\Omega(t) = \Omega_у + \tau_\alpha\frac{M_в}{1+\tau_0 h}\left[E(-t)\left(\cos\omega_1 t + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\sin\omega_1 t\right) - 1\right]. \quad \text{(XIII.8)}$$

Останов не происходит, если $\Omega(T_\alpha) > 0$, где T_α определяется из условия $\theta_\alpha = \int\limits_0^{T_\alpha} \Omega(t)\,dt$. Имея в виду малость T_α, можно воспользоваться первым членом степенного ряда от t:

$$\Omega \approx \Omega_y - \tau_\alpha \frac{M_в}{1+\tau_0 h} \omega_0^2 \frac{1+\zeta^2}{2} t^2,$$

поэтому окончательно условия $\Omega(T_\alpha) > 0$ будут:

$$\omega_0 \frac{\pi\zeta}{3z} > \Omega > \sqrt[3]{\frac{9}{8} \tau_\alpha \frac{M_в}{1+\tau_0 h} \omega_0^2 (1+\zeta^2)\, \theta_\alpha^2}. \qquad \text{(XIII.9)}$$

Полагая $\sin\frac{1}{2}\omega_1 T_\alpha \approx \frac{1}{2}\omega_1 T_\alpha$ и $E(T_\alpha) \approx 1 + \zeta\omega_0 T_\alpha$, поскольку T_α мало, можно переписать выражение (XIII.7):

$$\Delta\Omega = -\frac{\tau_\alpha \theta_\alpha M_в \omega_0}{\Omega_y} E(T_к - t) \frac{\sin\omega_1(T_к - t) + E(T_к)\sin\omega_1 t}{1 - 2E(T_к)\cos\omega_1 T_к + E(2T_к)}, \qquad \text{(XIII.10)}$$

экстремальные значения которого будут

$$t = t^* = \frac{\pi n - \gamma_\alpha}{\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2}}, \quad n = 0;\ 1;\ 2;\ \ldots;$$

$$\gamma_\alpha = \operatorname{arctg} \frac{\cos(\omega_1 T_к - \beta) - \cos[\beta E(T_к)]}{\sin(\omega_1 T_к - \beta) + \sin[\beta E(T_к)]}.$$

При $\zeta = 0$ наибольший размах колебаний имеет место, если $\omega_0 T_к = 2\pi n$, а наименьший [без учета влияния Ω_y в знаменателе выражения (XIII.10), если $\omega_0 T_к = \pi(2n+1)$, а $\Omega_{max} - \Omega_{min} = \frac{\tau_\alpha \theta_\alpha M_в \omega_0}{(1+\tau_0 h)\Omega_y}$. Соответственные значения Ω_y^* будут $\frac{\omega_0}{2zn}$ и $\frac{\omega_0}{z(2n+1)}$. На рис. XIII.3 сплошными линиями показаны значения удвоенных безразмерных амплитуд колебаний скорости $\frac{1+\tau_0 h}{\tau_\alpha \theta_\alpha M_в z}(\Omega_{max} - \Omega_{min}) \equiv \frac{\omega_0}{\Omega_y} \equiv R_\alpha$ в зависимости от безразмерной скорости $z = \frac{\Omega_y}{\omega_0}$, где $\omega_0 \equiv T^{-1}$ (очевидно, $z\frac{\Omega_y}{\omega_0} \equiv z\Omega_y T$).

При ζ, отличном от нуля, эти условия нарушаются тем больше, чем значительнее величина $\zeta < 1$ и кратность частот n.

Для симметричной закономерности релейного типа, когда $\tau_п(t) = +\tau_z$ при $0 < t < \frac{1}{2}T_к$ и $\tau_п(t) = -\tau_z$ при $\frac{1}{2}T_к < t < T_к$, имея ввиду симметрию III рода, можно ограничиться решением лишь в первом интервале времени, для которого в соответствии с выражением (XIII.5) для рассматриваемого случая

$$\Delta\Omega = -\tau_z \frac{M_в}{1+\tau_0 h} \times$$

$$\times \left\{1 - \frac{2E(T_к - t)\left\{\cos(\omega_1 t + \beta) + E\left(-\frac{1}{2}T_к\right)\cos\left[\omega_1\left(t - \frac{1}{2}T_к\right) - \beta\right]\right\}}{\sqrt{1-\zeta^2}\left[1 + 2E\left(\frac{1}{2}T_к\right)\cos\left(\frac{1}{2}\omega_1 T_к\right) + E(T_к)\right.}\right\}.$$

(XIII.11)

Экстремальные значения полученного решения будут в моменты времени $t = t^* = \dfrac{\pi\left(\frac{1}{2} - n\right) - \gamma_z}{\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}}$, $n = 0,\ 1,\ 2\ldots$, где

$$\gamma_z = \operatorname{arctg} \frac{1 - E\left(-\frac{1}{2}T_к\right)\cos\left(\frac{1}{2}\omega_1 T_к\right)}{E\left(-\frac{1}{2}T_к\right)\sin\left(\frac{1}{2}\omega_1 T_к\right)}.$$

При $\zeta = 0$ наибольший размах колебаний происходит при $\omega_0 T_к = 2\pi(2n + 1)$, а наименьший, равный $4\tau_z \dfrac{M_в}{1 + \tau_0 h}$, при $\omega_0 T_к = 4\pi n$. Соответственные значения $\Omega_у^*$ будут $\dfrac{\omega_0}{z(2n+1)}$ и $\dfrac{\omega_0}{2zn}$. Значения безразмерных удвоенных амплитуд колебаний скорости $\dfrac{1 + \tau_0 h}{\tau_z M_в}(\Omega_{max} - \Omega_{min}) \equiv R_z$ в зависимости от безразмерной скорости $z\dfrac{\Omega_у}{\omega_0}$ показаны штриховыми линиями на рис. XIII.3.

Демпфирование изменяет значения $\Delta\Omega$ главным образом вблизи резонансных режимов, однако положение всплесков и впадин изменяется незначительно.

Рис. XIII.3. Удвоенные амплитуды колебаний скорости гидромотора Ω консервативной системы

Экспериментальная проверка проводилась на гидроприводе с насосом НР № 2,5 гидромотором II М № 2,5А [4] с трехфазным асинхронным электродвигателем А063-4 ($n = 1460$ об/мин, $J = 1{,}9$ кгс·см·с², $\vartheta = 0{,}0014$ [кгс·см]$^{-1}$, $\tau = 0{,}00412$ [кгс·см·с]$^{-1}$, $h = 0{,}153$ кгс·см·с, $\omega_0 = 18{,}7$; $\zeta = 0{,}0808$).

Поскольку $\tau < \tau_{кр} = \sqrt{\dfrac{\vartheta}{J}} = 0{,}02645$, то в системе возможны автоколебания с мягким возбуждением, однако для этого значение h должны быть меньше $-\dfrac{\tau J}{\vartheta} = -5{,}44$ [1]. Так как проверка гидромотора на малых угловых скоростях движения не давала таких значений (моменты трения замерялись по перепаду давления на гидромоторе), то изменения Ω могли быть вызваны только колебаниями значений τ (θ). Применение распределителя с положительным перекрытием в 1,5—2,0° дало качественное совпадение расчета с результатом эксперимента по значениям $\Delta\Omega$ (линия *2* на рис. XIII.4), причем разные величины скачков точно согласуются с величинами перекрытий различных (неодинаковых) окон в блоке цилиндров.

Испытание того же гидропривода с распределителем, имеющим отрицательное перекрытие, примерно равное 0,5°, показало, что утечки носят подчеркнуто выраженный импульсный характер в момент прохождения через перемычку окна цилиндра. Выбор в этом случае аппроксимирующей закономерности, показанной линией *2* на рис. XIII.1, дал количественную сходимость расчета с экспериментом (линия *1* на рис. XIII.4), так как неравномерность утечек из-за потери герметичности становится доминирующей.

Поскольку при прочих равных условиях прохождение блока цилиндров через перемычку вызывает большие колебания скорости при малых значениях $\Omega_у$ и существенно увеличивающиеся с уменьшением $\Omega_у$, то в гидроприводах, которые должны работать на малых угловых скоростях, следует использовать распределители с положительным перекрытием, несмотря на то, что в этом случае при работе на больших перепадах давления будут генерироваться высокочастотные колебания [4].

Использование в гидромоторах гидростатических опор, в которых смазка подается с коммутационными частотами, приводит к появлению

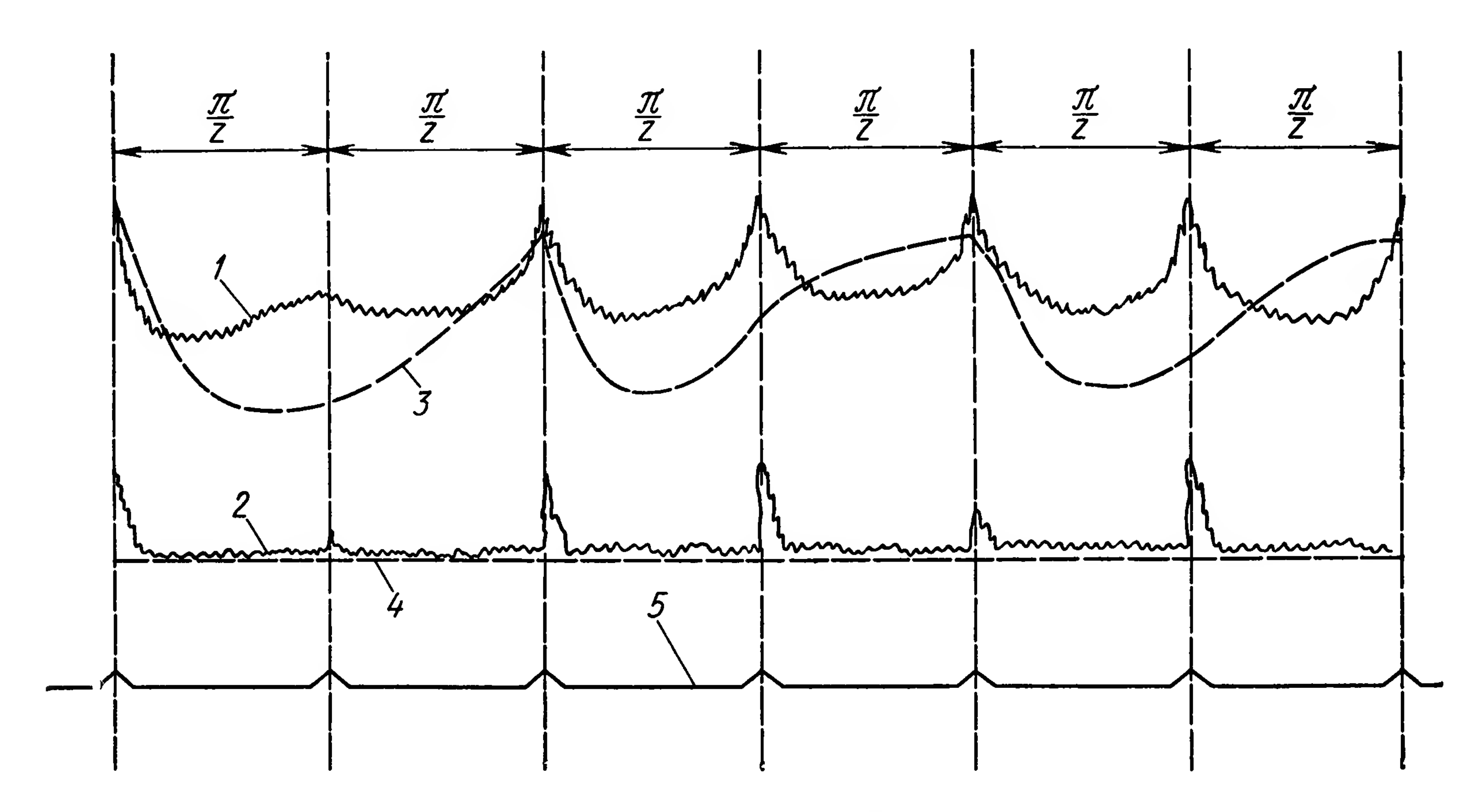


Рис. XIII.4. Осцилограммы процессов работы гидромотора с $\Delta p_{ср} = 100$ кгс/см²; кривая 1 — скорость гидромотора при распределителе с положительным перекрытием ($\Omega_у = 0{,}08$ рад/с); кривая 2 — перепад давления при тех же условиях; кривая 3 — скорость гидромотора при распределителе с отрицательным перекрытием ($\Omega_у = 0{,}22$ рад/с); кривая 4 — перепад давления при тех же условиях; кривая 5 — показания отметчика угла поворота вала гидромотора

дополнительных утечек, увеличивая периодическую закономерность изменения $\tau_п(\theta)$ импульсного типа, а значит, повышая значение наименьшей устойчивой скорости гидропривода.

Увеличение диапазона регулирования может быть повышено увеличением демпфирования и уменьшением частоты собственных колебаний, т. е. за счет уменьшения быстродействия гидропривода и в результате конструктивных усовершенствований гидромотора, направленных на уменьшение неравномерности утечек.

Поскольку параметрические колебания гидромотора зависят не только от особенностей его конструкции, но и от параметров системы вместе с нагрузкой (ω_0, ζ, $M_в$, $\tau_0 h$), то это означает невозможность оценки наименьшей возможной угловой скорости гидромотора безотносительно к способу его использования. Однако возможна сравнительная оценка гидромоторов, работающих на малых скоростях при конкретизации условий работы, например значений ω_0, ζ, $M_в$ и т. п.

3. СКАЧКООБРАЗНЫЙ РЕЗОНАНС И СУБГАРМОНИЧЕСКИЕ КОЛЕБАНИЯ

Работе гидропривода на инерционную нагрузку, когда $M_в \equiv 0$ и $|e(t)| \leqslant 1$, соответствуют значения Δp того же порядка, что и давление системы компенсации утечек $p_п$. В этом случае $\tau h \leqslant 1$, $\vartheta_0 h \leqslant \tau J$ и ϑ зависит от $|\Delta p|$ (рис. XIII.5.) При решении задач о вынужденных колебаниях можно принять [I].

$$\vartheta(|\Delta p|) - \vartheta_н(|\Delta p|) = \vartheta_0 = \text{const}, \quad (XIII.12)$$

где постоянная часть выбирается наибольшей при знакопостоянной переменной $\vartheta_н(|\Delta p|)$ — нелинейной составляющей. В этом случае уравнение расхода (XIII.1) можно записать

$$\Omega + \tau m_i + \vartheta_0 D m_i + wN = \Omega, \quad (XIII.13)$$

где $N = \vartheta_н(|\Delta p|) D\Delta p$ — нелинейная часть динамической податливости.

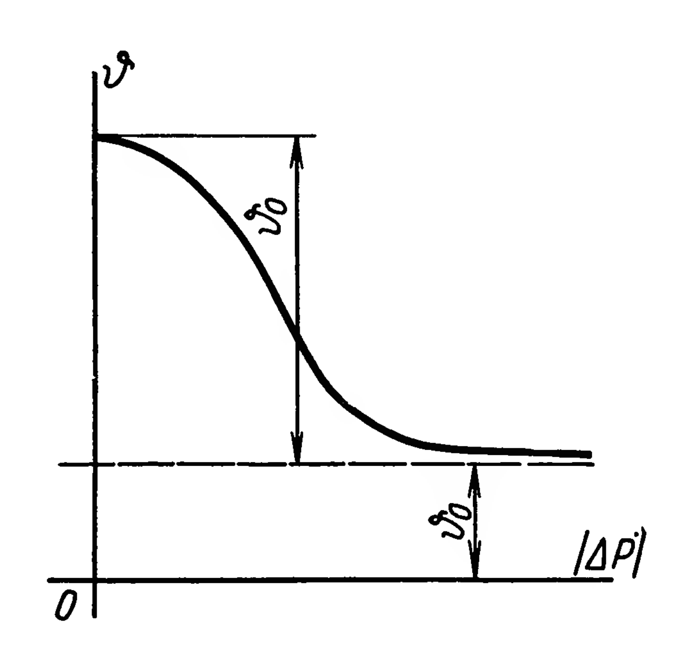


Рис. XIII.5. Зависимость коэффициента динамической податливости от модуля перепада давления $\vartheta(|\Delta p|)$

При достаточности фильтрующих свойств можно использовать выражение гармонического коэффициента передачи нелинейного элемента:

$$\left.\begin{aligned} N &= q_0 + \left(q_1 + jq' \frac{s}{\omega}\right)\Delta p = j\frac{s}{\omega} q' \Delta p; \\ q' &= \frac{1}{\pi A}\int_0^{\pi} (\vartheta - \vartheta_0)(A \sin \omega t) A\omega \cos^2 \omega t \, d(\omega t), \end{aligned}\right\} \quad (XIII.14)$$

поскольку $q_0 \equiv q_1 \equiv 0$.

В порядке первого приближения можно принять $\vartheta_н(|\Delta p|) = \vartheta_V \exp[-(\alpha\Delta p)^2]$, $h = 0$ и применительно к вынужденным колебаниям, когда $\Omega_{xx} e = U \cos \omega t$, приближенное решение отыскивается в форме $\Omega = x \sin \omega t + y \cos \omega t$.

Рассмотрим случай, когда $T = \sqrt{\frac{\vartheta_0 J}{1 + \tau h}} < \alpha \Delta p_{max}$. Из уравнения (XIII.1)

$$(\vartheta_0 + \vartheta_н) J\ddot{\Omega} + \tau J\dot{\Omega} + \Omega - \vartheta_н J \ddot{\Omega}\dot{\Omega}^2 = \Omega_{xx} e,$$

поэтому, используя два члена разложения $\exp[-(\alpha\Delta p)^2]$ в ряд Маклорена, получим

$$a_2\ddot{\Omega} + a_1\dot{\Omega} + \Omega - a_3\ddot{\Omega}\dot{\Omega} = \Omega_{xx} e, \quad (XIII.15)$$

или при $\Omega = x \sin \omega t + y \cos \omega t$ [1]

$$[(A + Cr^2)^2 + Б^2] r^2 = U^2, \quad (XIII.16)$$

где $A = 1 - a_2\omega^2 \equiv 1 - \frac{1}{\varkappa_a}\frac{VJ}{w}\omega^2$; $\quad Б = a_1\omega \equiv \tau J\omega$;

$C = \frac{1}{4} a_3\omega^4 \equiv \frac{V}{4\varkappa_н}\alpha^2 \frac{J^3}{w^4}$; $\quad x^2 + y^2 = r^2$;

$\varkappa_a = (\varkappa_0^{-1} + \varkappa_н^{-1})^{1}$; $\quad \varkappa_0 = \frac{V}{w^2\vartheta_0}$; $\quad \varkappa_н = \frac{V}{w^2\vartheta_н}$,

V — объем жидкости, участвующий в процессе динамической податливости гидропривода.

Допуская в равенстве (XIII.15) ω = const, получим амплитудно-частотную характеристику при U = const (рис. XIII.6).

Применительно к геометрически подобным гидроприводам (Vw^{-1} = = const) $a_2 \sim Jw^{-1}$ и $a_3 \sim (Jw^{-1})^3\, aJw^{-1}$ увеличивается с ростом значения w более чем на три порядка для одного и того же семейства гидроприводов [6]. Поэтому динамические свойства гидропривода существенно зависят от размера гидромашин и должны проверяться для каждых конкретных условий проектирования.

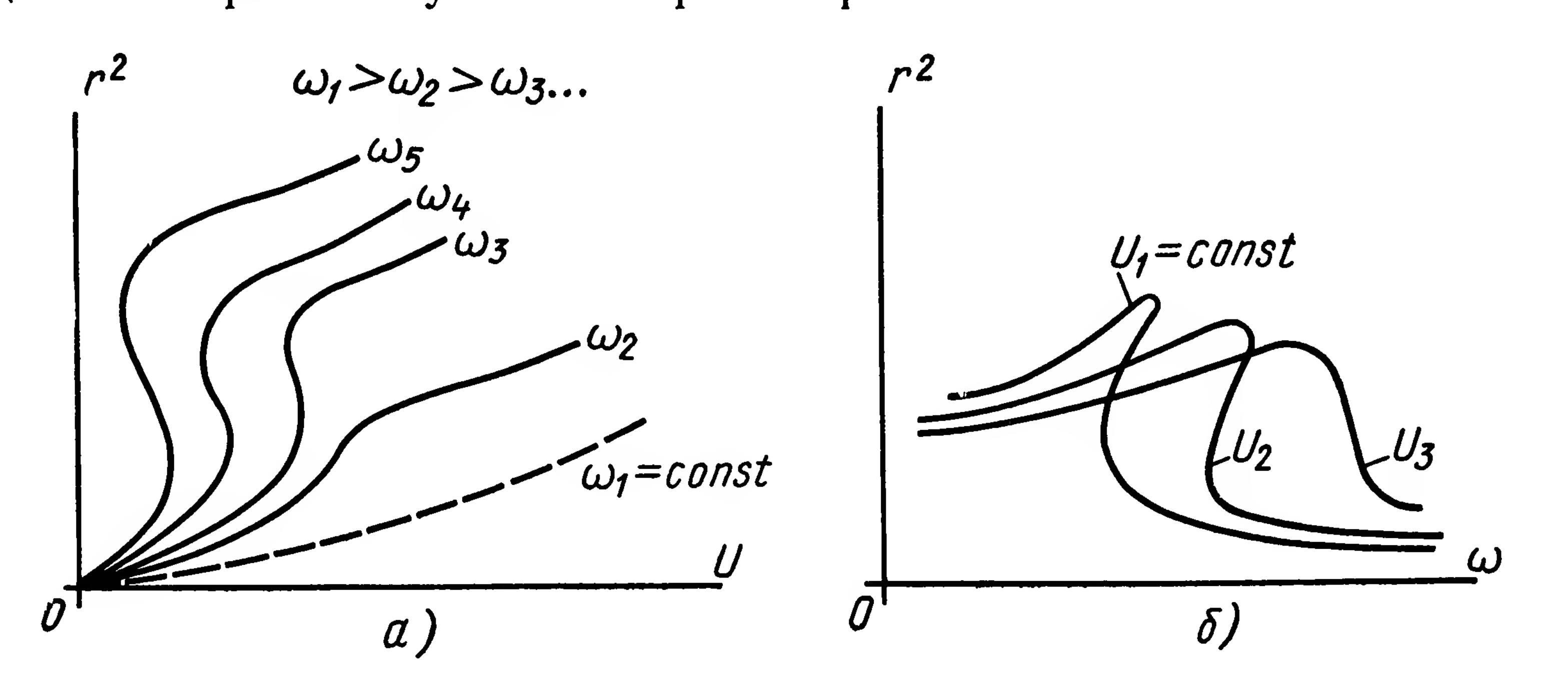


Рис. XIII.6. Динамические характеристики гидропривода:
а — амплитудная характеристика; *б* — частотная характеристика

Параметры установившегося режима при вынужденных колебаниях определяются из условий $\frac{dx}{dt} \equiv \frac{dy}{dt} \equiv 0$:

$$x_0^2 = \left[1 + \left(\frac{A + Cr_0^2}{Б}\right)^2\right]^{-1} r_0^2, \quad y_0^2 = \left[1 + \left(\frac{Б}{A + Cr_0^2}\right)^2\right]^{-1} r_0^2, \quad x_0^2 + y_0^2 = r_0^2.$$

Условия устойчивости найдем, применяя критерий Рауса — Гурвица к характеристическому уравнению возбужденного движения:

$$A^2 + Б^2 + 3C^2 r_0^4 + 4ACr_0^2 > 0 \quad \text{и} \quad Б > 0.$$

При ω = const и U = var условия устойчивости

$$\frac{dU^2}{dr^2} > 0 \quad \text{и} \quad Б > 0, \qquad \text{(XIII.17)}$$

а при U = const и ω = var

$$\frac{d\omega}{dr} > 0 \quad \text{и} \quad Б > 0, \qquad \text{(XIII.18)}$$

или через параметры гидропривода

$$\left(1 - \frac{VJ}{\varkappa_a w^2}\omega^2\right)^2 + (\tau J\omega)^2 + 3\left[\frac{1}{4}\frac{\alpha^2}{\varkappa_v}\frac{VJ}{w^4}\omega^4\right] + \left(1 - \frac{VJ}{\varkappa_a w^3}\omega^2\right)\frac{\alpha^2}{\varkappa_a}\frac{VJ^3}{w^4}\omega^4 r_0^2 > 0.$$

Периодическое решение устойчиво, если r с возрастанием U увеличивается при ω = const, а границе области устойчивости соответствует вертикальная касательная к кривой U (r, ω = const).

При достаточности фильтрующих свойств можно использовать метод гармонической линеаризации к переменным $\Omega_{xx}e = U \sin \omega t$ и $\Delta p = P \sin (\omega t + \varphi_р)$ применительно к структурной схеме, показанной на рис. XIII.7, где

$$W_1(s) = \frac{\Delta p(s)}{\Omega_{xx}e(s)} = \frac{h(T_н s + 1) s}{w(1 + \tau h)(T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1)}.$$

Амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики $P(U, \omega)$ и $\varphi_р(U, \omega)$ соответственно определяются из частотной характеристики

$$\frac{\Delta p(j\omega)}{\Omega_{xx}e(j\omega)} = \frac{W_1(j\omega)}{1 + W_1(j\omega) N(P)}, \qquad \text{(XIII.19)}$$

причем $P(U)$ при фиксированных значениях определяются точками пересечения кривой $P = U \mid W_1^{-1}(j\omega + N(P)) \mid$ с прямыми, параллельными оси P.

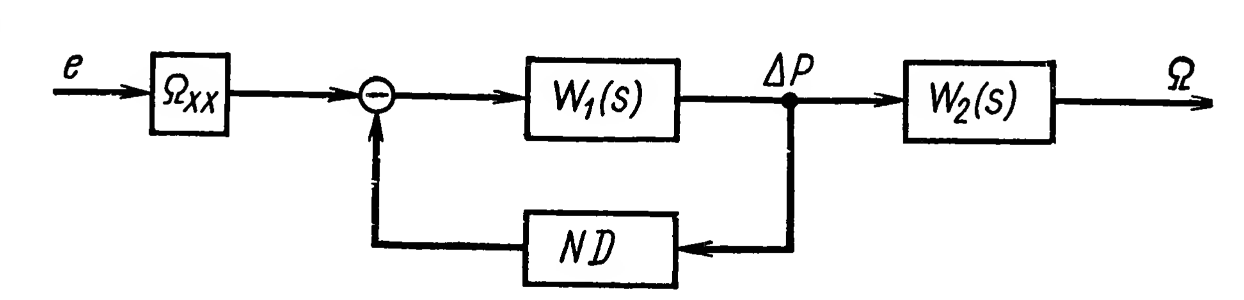


Рис. XIII.7. Структурная схема: ND — нелинейная часть системы; $w_1(s)$ — линейная часть, охваченная обратной связью с нелинейностью; $w_2(s)$ — линейная часть, не охваченная обратной связью

На рис. XIII.8 кривыми *1*, *2* показаны $[W_1(j\omega)]^{-1}$ и штриховыми горизонталями $N(P)$, причем значение P определяется произведением $|U|$ на расстояние lq между точкой l, соответствующей частоте ω на кривой $[W_1(j\omega)]^{-1}$, и точкой q, соответствующей амплитуде P на

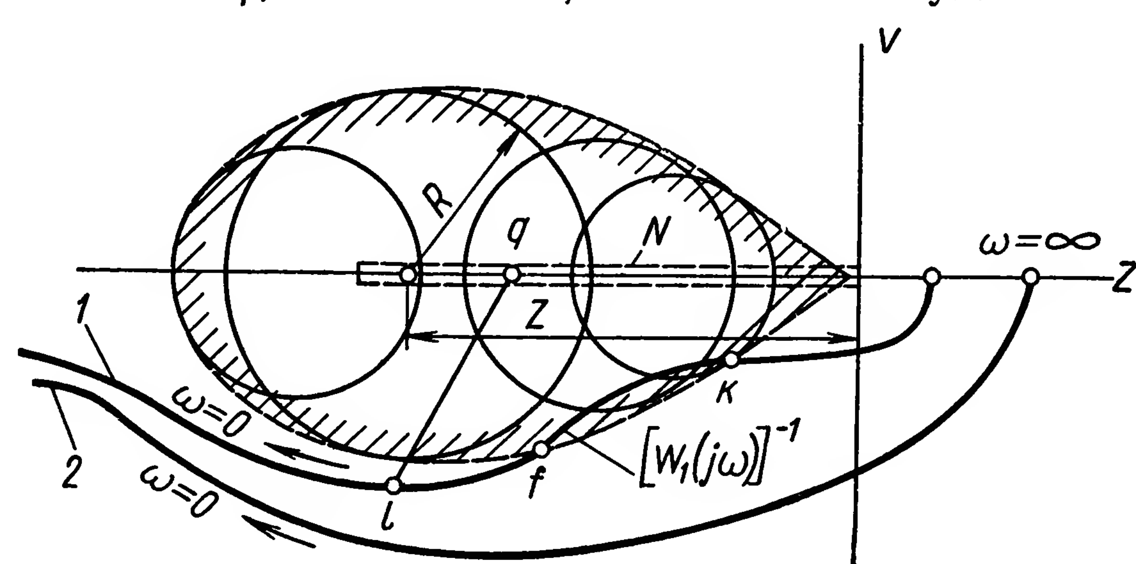


Рис. XIII.8. Годограф системы и область устойчивости

годографе $N(P)$, при $0 < P < \infty$. Поэтому $\frac{U}{P} = lq$ и возможные формы амплитудно-частотных характеристик приведены на рис. XIII.8 (построение удобно проводить в логарифмических координатах).

Обратная амплитудно-фазовая характеристика приведенной линейной части системы

$$[W_1(j\omega)]^{-1} = Z(\omega) + jV(\omega). \qquad \text{(XIII.20)}$$

Из равенства $P = U \mid W_1^{-1}(j\omega) + N(P) \mid$ следует, что

$$U^2 = P^2[(Z + N)^2 + V^2], \qquad \text{(XIII.21)}$$

$$2U\frac{dU}{dP} = 2P[(Z^2 + V^2) + N(N + PN') + Z(2N + PN')], \qquad \text{(XIII.22)}$$

где $N' \equiv \frac{d}{dP}N$.

Существование неустойчивых периодических решений (например, скачкообразное изменение амплитуды при изменении частоты) определяется условием $\frac{dP}{dU}=0$, т. е. точка амплитудно-фазовой характеристики с координатами $Z(\omega)$, $V(\omega)$ должна лежать внутри окружности:

$$Z^2+V^2+N(N+PN')+Z(2N-PN')=0, \qquad \text{(XIII.23)}$$

радиус которой $R=\left[\frac{1}{4}(2N+PN')^2-N(N+PN')\right]^{\frac{1}{2}}$, а координаты центра

$$V=0 \quad \text{и} \quad Z=-N-\frac{1}{2}PN'.$$

Уравнение огибающей семейства таких окружностей получим, исключая амплитуды P из уравнений

$$Z^2+V^2+N(N+PN')+Z(2N+PN')=0;$$
$$N'(N+PN')+N(N+PN')+2Z(N'+PN'')=0,$$

что возможно при конкретизации функции $N(P)$.

Области существования скачков определяются прохождением годографа $[W_1(j\omega)]^{-1}$ через огибающую семейства окружностей для всех точек годографа $N(P)$. Так, годограф, изображаемый кривой *1* (рис. XIII.8), в точке k переходит в область скачка и в точке f покидает эту область (рассматриваемым точкам соответствуют частоты ω_k и $\omega_f<\omega_k$). При $\omega_f<\omega<\omega_k$ возникает скачкообразное изменение амплитуды (экспериментально получено для произвольно выбранной модели изменение в 10—12 раз), а фаза изменяется несколько меньше, чем на угол π (колебания происходят почти в противофазе, как показано на рис. XIII.9).

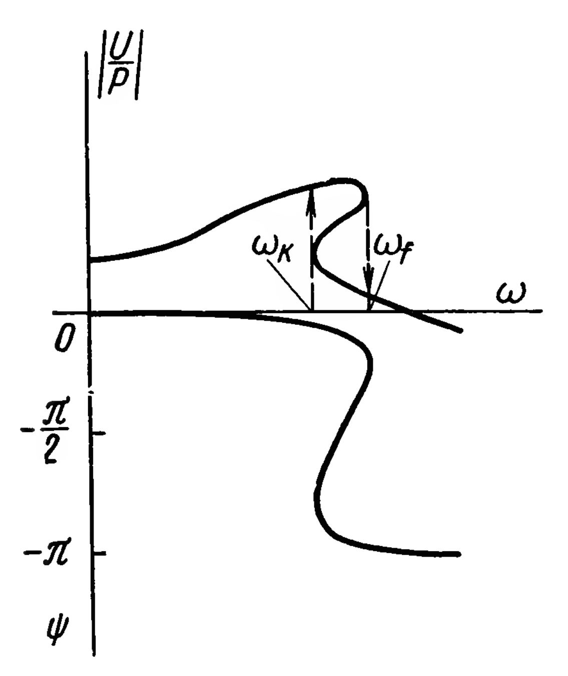


Рис. XIII.9. Амплитудно-фазовые частотные характеристики

Зависимость ϑ от Δp приводит к возникновению переходных процессов с меняющейся частотой. Так, применительно к структурной схеме, приведенной на рис. XIII.6, при $e=0$ и $\Delta p\neq 0$ в начальный момент времени свободное движение системы описывается уравнением

$$T(s)\,\Delta p+R(s)\,Ns\,\Delta p=0, \qquad \text{(XIII.24)}$$

где $T(s)$ и $R(s)$ — полиномы, определяющие передаточную функцию приведенной линейной части. Гармоническая линеаризация для симметричных колебаний, в том числе с быстрым затуханием, при $\Delta p=P(t)\times\times\sin\psi(t)$, $P'=P\xi(t)$ и $\psi'=\omega(p)$ приводит к выражению

$$N(\Delta p)=\left[q(P)-\frac{\xi}{\omega}q'(P')\right]\Delta p+\frac{q'(P)}{\omega}s\Delta p, \qquad \text{(XIII.25)}$$

где ξ и ω — показатель и частота затухания переходного процесса соответственно;

$q(P)$ и $q'(P)$ — коэффициенты гармонической линеаризации. Подставляя выражение (XIII.25) и уравнение (XIII.24), а также имея в виду, что $s = \xi + j\omega$ и $q(P) \equiv 0$, получим

$$T(\xi + j\omega) + R(\xi + j\omega) N(P) j\omega = 0 \qquad \text{(XIII.26)}$$

(соответствует существованию пары комплексных корней в исходном уравнении). Поскольку при $h = 0$ оператор $T(s) = \vartheta_0 Js^2 + \tau Js + 1$ и $R(s) = \tau Js$, то $\vartheta_0(\xi^2 - \omega^2) + \xi + 1 - \omega^2 N(P) = 0$ и $2\vartheta_0 + 1 + \xi N(P) = 0$.

Поэтому

$$\xi(P) = -\tau[2\vartheta_0 + N(P)]^{-1},$$

$$\omega(P) = \sqrt{\frac{1}{J[\vartheta_0 + N(P)]} - \frac{\tau^2 J[\vartheta_0 - N(P)]}{[2\vartheta_0 + N(P)][\vartheta_0 + N(P)]}}.$$

Прямое решение этого уравнения громоздко и поэтому следует обращаться к текущей постоянной времени огибающей переходного процесса $T(P) = \left|\frac{1}{\xi(P)}\right|$ при помощи записи $\frac{dP}{dt} = \frac{P}{T(P)} \operatorname{sign} \xi$, где знак «минус» используется для затухающих процессов, а «плюс» — для расходящихся.

Начальное значение $T(P_0) = \left|\frac{1}{\xi(P_0)}\right|$ получим из начального условия $P_0 = \Delta p_0$ (рис. XIII.10, *а*). Выбирая интервал времени Δt для следующего приближения, определяют положение начальной точки P_1 второго интервала времени (рис. XIII.10, *а* и XIII.10, *б*), по которому находят $T_1(P) = \left|\frac{1}{\xi(P)}\right|$ и т. д. (рис. XIII.10, *в*). Кривая $P(t)$ — огибающая построенных отрезков прямых (рис. XIII.10, *г*). Затем строят $\omega(t)$, при помощи которой разбивается ось t на участки так, чтобы площадь под кривой каждого участка равнялась $\frac{\pi}{2}$, после чего определяют конфигурацию кривой, описывающей переходный процесс, как показано на рис. XIII.10, *д*. Разбивку оси абсцисс на интервалы времени производят при помощи очевидного построения (рис. XIII.10, *е*), а зависимость $\Omega(t)$ получают интегрированием закономерности $\Delta p(t)$.

Субгармонические колебания, возникающие в качестве одной из форм вынужденных колебаний гидропривода, рассматриваются в работах [1]. Такого рода колебания возможны в слабодемпфированных системах, а также при частотах много меньше собственных, когда в гидроприводе магистрали нагружаются попеременно.

Возможность появления субгармонических колебаний проверяется подстановкой в уравнение (XIII.15) выражений $\Omega_{xx}e = U \cos \nu\omega t$ и $\Omega = x \sin \omega t + y \cos \omega t + z \cos \nu\omega t$, $\nu = 2, 3, \ldots$. Поскольку рассматривается слабодемпфированная система, то член $v \sin \nu\omega t$ опускается.

Принимая $z = \frac{1}{1 - \nu^2} U$, получим

$$[(A + Cr^2 + 2z^2)^2 + Б^2] r^2 = 0,$$

где $Б > 0$ и притом вещественен, поэтому ν должно быть нечетно.

При $\nu = 3$

$$[A_1 + Б_1 z^2 + E_1 r^2]^2 + C_1^2 = \frac{3}{4} a_3^2 r^2 = \frac{3}{4} \left(\frac{\alpha^2}{\varkappa_v} \frac{VJ^2}{w^4} \right)^2 r^2, \qquad \text{(XIII.27)}$$

или $E_1^2 r^4 + E_1 (Б_1 z^2 + A_1) r^2 + (Б_1^2 z^4 + 2A_1 Б_1 z^2 + A_1^2 + C_1^2) = 0$,

где $A_1 = 1 - a_2$, $Б_1 = \frac{9}{2} a_3$, $C_1 = a_1$, $E_1 = \frac{1}{4} a_2$. $r^2 = x^2 + y^2$.

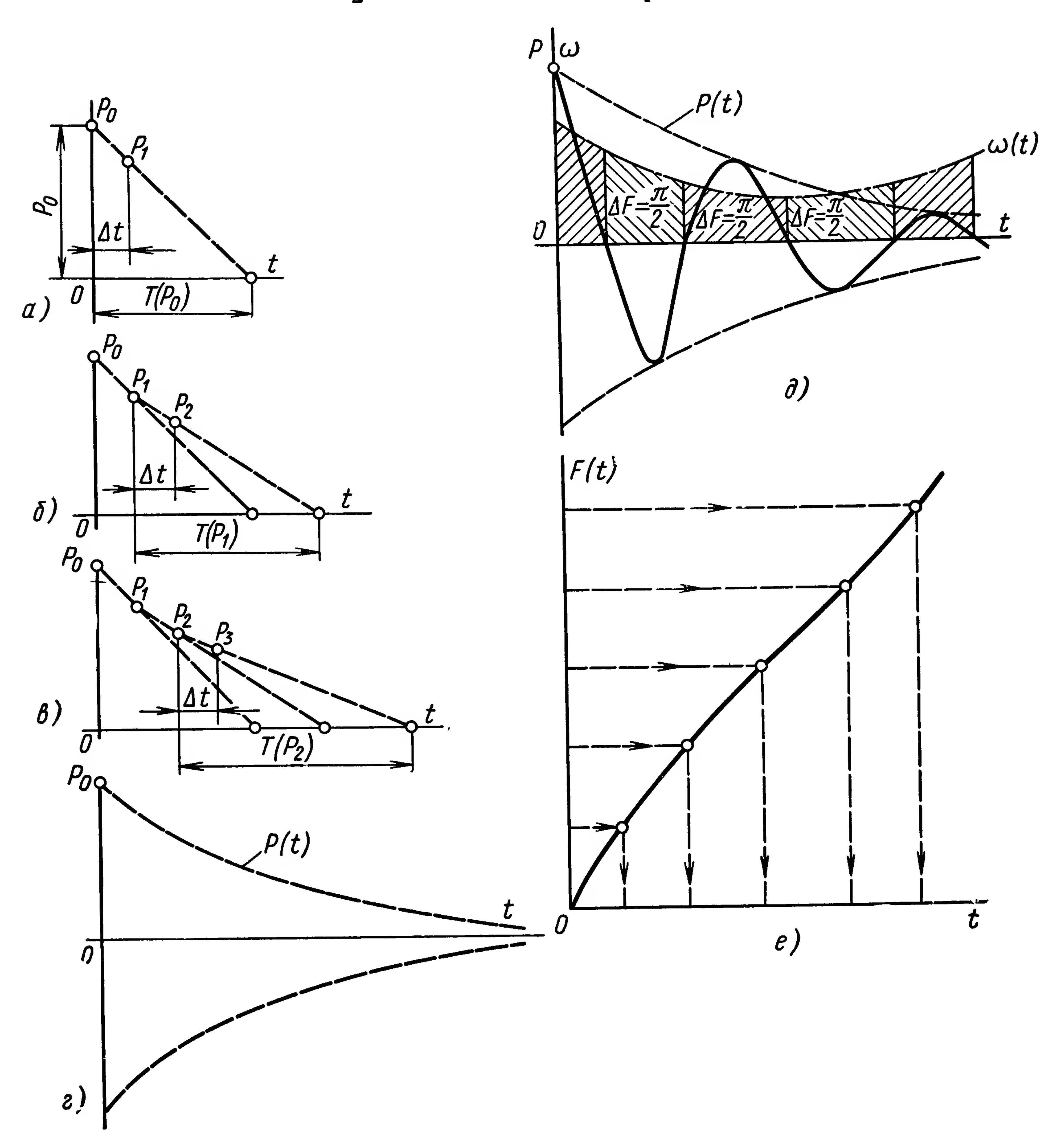


Рис XIII.10 Переходный процесс

Этими выражениями описывается амплитудная характеристика субгармонических колебаний. Составляющие амплитуды r получаются из равенств

$$y^3 - \frac{3}{4} r^2 y - \frac{r^2 N_1}{3a_3 z} = 0, \qquad x^3 - \frac{3}{4} r^2 x - \frac{r^4 C_1}{3a_3 z} = 0,$$

где $N_1 = A_1 + Б_1 r^2 + E_1 z^2$.

Если обозначить $\sin 3\theta = -\frac{4}{3}\frac{N_1}{z^2}$ и $\cos 3\theta = \frac{4}{3}\frac{C_1}{z^2}$, то $r\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right)$ $x = r\cos\theta$, $r\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$, $r\cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right)$ и $y = r\sin\theta$, $r\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$,

$$r\ \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right).$$

Условия устойчивости возмущенного движения могут быть записаны в форме

$$C_1 > 0, \quad C_1^2 - 4B_1^2r^2 + (A_1 + Б_1z + E_1r^2)^2 + 6E_1(A_1 + Б_1z + E_1r^2)\,r^2 > 0 \tag{XIII.28}$$

или через параметры гидропривода

$$\tau^2J^2 - (9\chi)^2r^2 + \left[\psi + \left(\frac{9}{2}z + \frac{1}{4}r^2\right)\chi\right]^2 +$$
$$+\frac{3}{2}\chi\left[\psi + \frac{9}{2}z + \frac{1}{4}r^2\right)\chi\Big]r^2 > 0, \quad \tau J > 0,$$

где $\psi = 1 - \frac{VJ}{\varkappa_a w^2}$ и $\chi = \frac{\alpha^2}{\varkappa_v}\frac{VJ^3}{w^4}$.

Получение общих рекомендаций о возникновении субгармонических колебаний затруднено из-за чрезвычайно широкого диапазона изменения первой и второй степени произведения VJw^{-2} при переходе от гидромашины одного размера к другому, а также иных параметров привода и даже режима его работы [например, зависимость ϑ ($|\Delta p|$)]. Поэтому проверка возможности существования субгармонических колебаний проводится расчетом конкретной системы применительно к заданным режимам работы.

4. АВТОКОЛЕБАНИЯ С МЯГКИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Предполагая существование зависимости $M_в = M(\Omega)$, исключим из уравнений (XIII.1) m_i:

$$(T^2D^2 + 2\zeta TD + 1)(1 + \tau h)\,\Omega(t) = \Omega_{xx}e(t) - \tau(T_пD + 1)\,M(\Omega), \tag{XIII.29}$$

где $T = \sqrt{\frac{J\vartheta}{1+\tau h}}$, $2\zeta T = T^2(T_п^{-1} + T_н^{-1})$, $T_п = \frac{\vartheta}{\tau}$ и $T_н = \frac{J}{h}$.

В безразмерных переменных, когда $e = \mathrm{const}$,

$$(D_x^2 + 2\zeta D_x + 1)\,y + (1 + \overline{T}_пD_x)\,\Phi(y) = 1, \tag{XIII.30}$$

где $x = \frac{t}{T}$, $D_x \equiv \frac{d}{dx}$, $y = \frac{1+\tau h}{\Omega_{xx}e}\Omega$, $\Phi(y) = \frac{\tau}{\Omega_{xx}e}M(\Omega)$, $\overline{T}_п = \frac{T_п}{T}$.

Аппроксимация $\Phi(y)$ при решении задач методом гармонической линеаризации должна проводиться при помощи выражений, справедливых в большом диапазоне изменения y, например

$$\Phi(y) = \Phi_{(\infty)} + \frac{\Phi_{(0)} - \Phi_{(\infty)} \equiv \Delta\Phi}{1 + \mu y}. \tag{XIII.31}$$

Особая точка, характеризующая установившееся движение, определяется из равенства (XIII.30) при помощи уравнения

$$y_0 + \Phi(y_0) = 1, \qquad \text{(XIII.32)}$$

которое решается элементарными графическими приемами, как показано на рис. XIII.11.

Уравнение возмущенного движения может быть получено из равенства (XIII.30) подстановкой $y = y_0 + z$. Для этого раскладывают $\Phi(y_0 + z)$ в ряде Тэйлора:

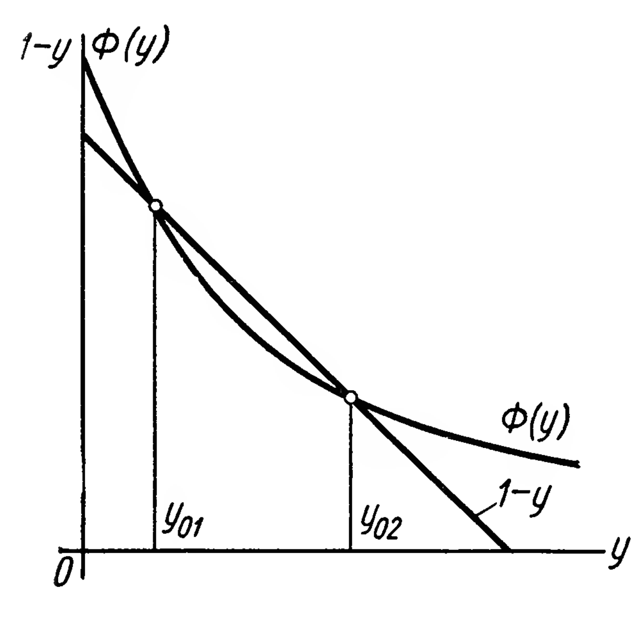


Рис. XIII.11. Графическое определение координаты особой точки

$$\Phi(y_0 + z) = \Phi(y_0) + \Phi'(y_0)\, z + \frac{1}{2!}\Phi''(y_0)\, z^2 + \frac{1}{3!}\Phi'''(y_0)\, z^3 + \dots,$$

обозначая его нелинейную часть

$$N_\Phi = \Phi(y_0 + z) - \Phi(y_0) - \Phi'(y_0)\, z,$$

$$\Phi'(y_0) \equiv \frac{d}{dx}\Phi(y_0). \qquad \text{(XIII.33)}$$

Тогда уравнение (XIII.30) с учетом выражений (XIII.32) и (XIII.33) будет

$$\{D_x^2 + [2\zeta + \bar{T}_п \Phi'(y_0)] D_x + [1 + \Phi'(y_0)]\}\, z + (\bar{T}_п D_x + 1) N_\Phi = 0. \qquad \text{(XIII.34)}$$

Устойчивость возмущенного движения проверяют из последнего равенства, в котором принимают $N_\Phi = 0$. В этом случае условия устойчивости имеют вид

$$1 + \Phi'(y_0) > 0; \qquad \text{(XIII.35)}$$

$$\frac{2\zeta}{\bar{T}_п} + \Phi'(y_0) \geqslant 0, \qquad \text{(XIII.36)}$$

причем условие (XIII.35) более сильное, поскольку определяет существование движения.

Удовлетворение условий (XIII.35) и (XIII.36) означает существование устойчивой особой точки, при которой возможно при соблюдении некоторых дополнительных условий возникновение автоколебаний с жестким возбуждением (неустойчивость в большом).

Автоколебания при неустойчивой особой точке могут существовать только при одновременном удовлетворении условия (XIII.36), т. е. когда

$$-1 < \Phi'(y_0) < -\frac{\zeta}{\bar{T}_п}. \qquad \text{(XIII.37)}$$

Следовательно, в задемпфированных системах диапазон существования автоколебаний с мягким возбуждением весьма сужается, а при $\frac{\zeta}{\bar{T}_п} \to 1$ они становятся невозможными. Автоколебания исключаются при увеличении демпфирования (например, при увеличении значения τ, т. е. при наличии дополнительных утечек).

В размерных переменных условия (XIII.35) и (XIII.36) принимают форму

$$1+\tau h_{п}>0; \tag{XIII.38}$$

$$h_0>-\tau\frac{J}{\vartheta}, \tag{XIII.39}$$

где $h_{п}$ — приведенное значение коэффициента активного сопротивления на величину производной от падающей характеристики фрикционного сопротивления, как, например, это следует из выражения (XIII.34).

Условие (XIII.38) показано на рис. XIII.12 гиперболой AFB, а условие (XIII.39) — прямой OF, причем положение точки F определяется фиксированным значением отношения $\frac{\vartheta}{J}$. Поэтому автоколебания возможны при $0<\tau<\tau_{кр}=\sqrt{\frac{\vartheta}{J}}$.

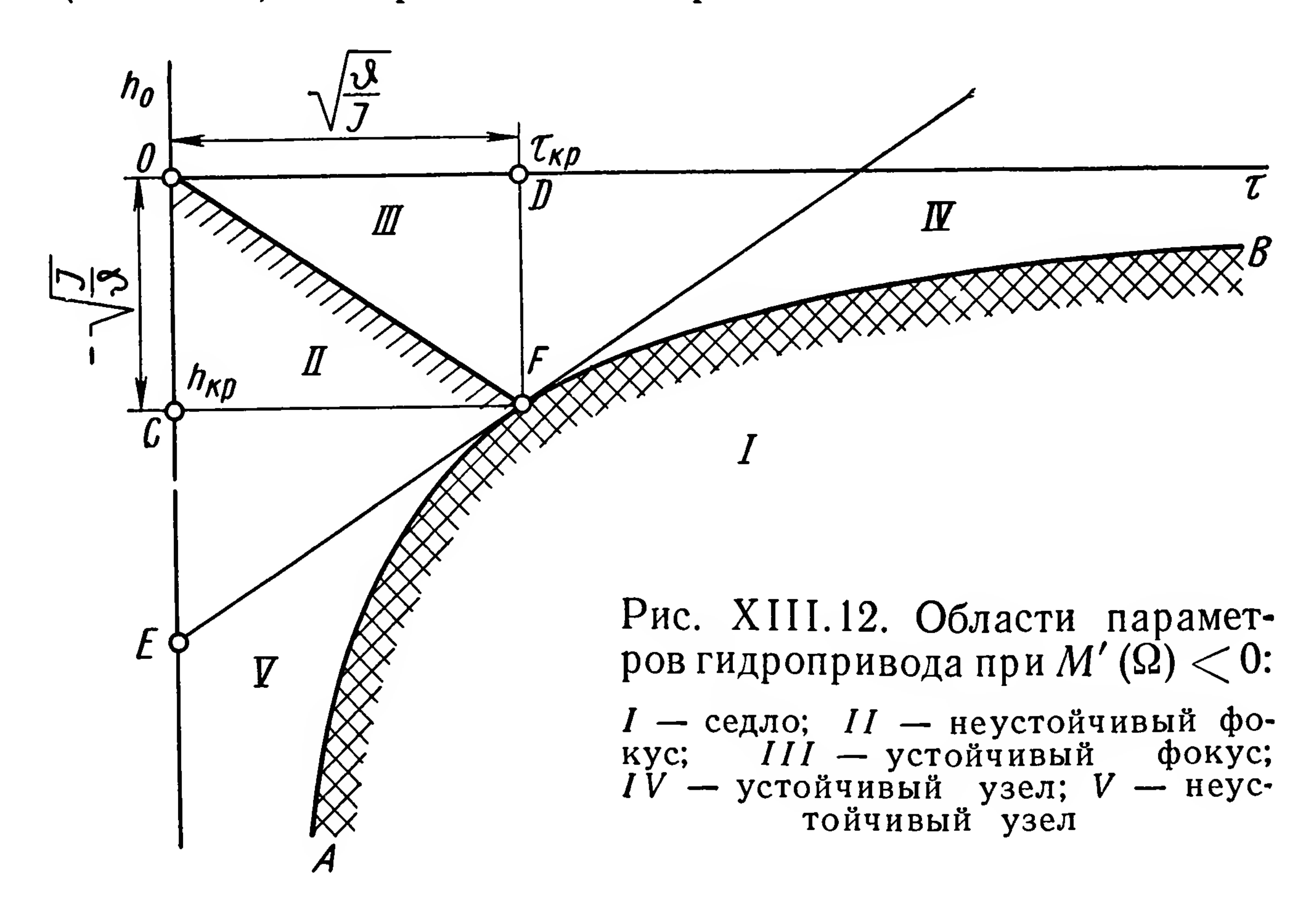


Рис. XIII.12. Области параметров гидропривода при $M'(\Omega)<0$:

I — седло; *II* — неустойчивый фокус; *III* — устойчивый фокус; *IV* — устойчивый узел; *V* — неустойчивый узел

Если на оси h_0 отложить отрезок $OE = 2OC = 2DF$ и построить прямую EF, то получим пять областей состояния системы, поскольку эта прямая соответствует условию

$$h+M'(\Omega)\equiv h_0=\tau\frac{J}{\vartheta}-2\sqrt{\frac{J}{\vartheta}}, \tag{XIII.40}$$

определяющему границу, разделяющую области действительных значений корней характеристического уравнения от области комплексных значений. Возмущенные движения в областях *I*, *II* и *V* апериодические, а в областях *III* и *IV* — колебательные.

Применительно к электрогидравлическому приводу, линейная часть которого составлена из элементов канала ошибки с измерителем рассогласования, механизмом управления и гидроприводом, передаточные функции которых $W_{\varepsilon}(s)$, $W_{му}(s)$ и $W_{г}(s)$ соответственно (рис. XIII.13, *а*), а нелинейное сопротивление движению показано на структурной схеме (рис. XIII.13, *б*) нелинейным элементом $N(A, \Omega_0)$. В системе предусмотрены корректирующие каналы для сигналов

дифференциаторов углов поворота задающего $e(t)$ и нагрузки $\theta(t)$ с передаточными функциями $W_д(s)$ и $W_п(s)$ соответственно.

Годографы передаточных функций линейной части замкнутой системы для возмущающего воздействия $M_в(s)$ показаны на рис. XIII.14, *а—в* кривыми *1* — при астатизме первого порядка, кривыми *5* — при астатизме второго порядка и кривыми *2* — для незамкнутого привода. Эти годографы совпадают на больших частотах. Совпадение

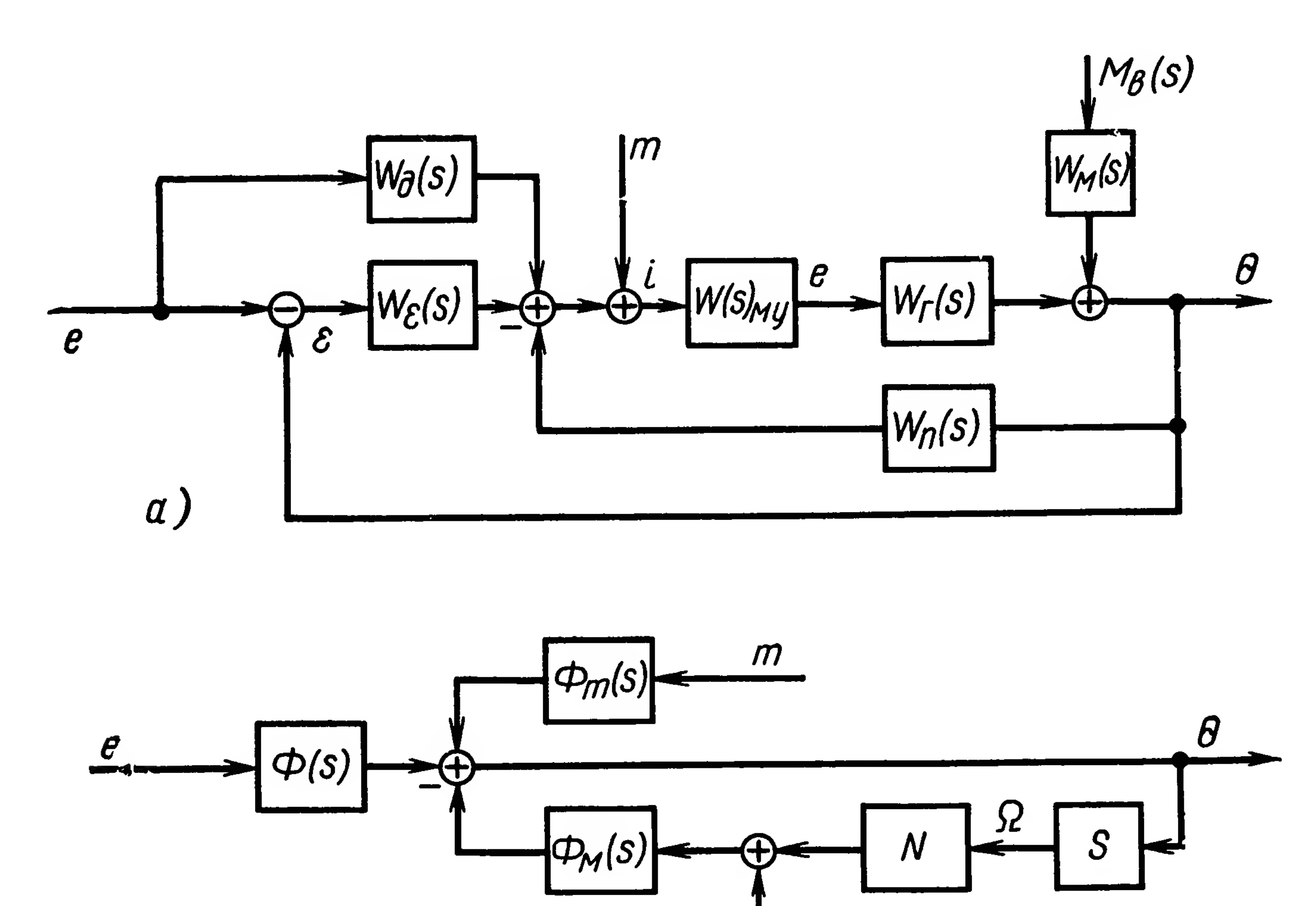


Рис. XIII.13. Структурные схемы системы:

а — линейная часть; *б* — преобразованная с учетом нелинейного демпфирования

годографов — следствие использования одинаковой неизменяемой (силовой) части, а отличие — следствие разных способов реализации управляющей части.

Рассмотрим три координаты входа: управляющий сигнал $e(t)$, возмущающее воздействие $M_в(t)$ и линеаризирующий гармонический сигнал $m(t) = m_a \sin \omega_1 t$. Относя нелинейное демпфирование в гидродвигателе и нагрузке к $M_в(t)$, можно записать

$$\theta(s) = \Phi(s)\, e(s) + \Phi_M(s)\, M_в(s) + \Phi_m(s)\, m(s); \qquad \text{(XIII.41)}$$

$$\Phi(s) = \frac{\theta(s)}{e(s)} = \frac{W(s) + sW_д(s)\,[W_\varepsilon(s)]^{-1}}{1 + W(s)}; \quad M_в(s) = m(s) = 0; \qquad \text{(XIII.42)}$$

$$\Phi_M(s) = \frac{\theta(s)}{M_в(s)} = \frac{W_M(s)}{[1 + W(s)]\,[1 + sW_{му}(s)\, W_г(s)\, W_п(s)]}, \quad e(s) = m(s) = 0; \qquad \text{(XIII.43)}$$

$$\Phi_m(s) = \frac{\theta(s)}{m(s)} = \frac{W(s)}{[1 + W(s)]\, W_\varepsilon(s)}, \quad e(s) = M_в(s) = 0; \qquad \text{(XIII.44)}$$

$$W(s) = \frac{W_\varepsilon W_{му}(s) W_г(s)}{1 + s\, W_п(s) W_{му}(s)\, W_г(s)}. \qquad \text{(XIII.45)}$$

Кроме того, как и для каждого гидропривода,

$$W_г(s)=\frac{\theta(s)}{e(s)}=\frac{K_г}{s(T_1^2s^2+2\zeta T_1s+1)}; \tag{XIII.46}$$

$$W_m(s)=\frac{\theta(s)}{M_в(s)}=\frac{K_M(T_2s+1)}{s(T_1^2s^2+2\zeta T_1s+1)}. \tag{XIII.47}$$

Выбор знаков в равенстве (XIII.41) предусматривает перемещение нагрузки в одном направлении при одинаковых знаках $M_в(t)$ и ошибки

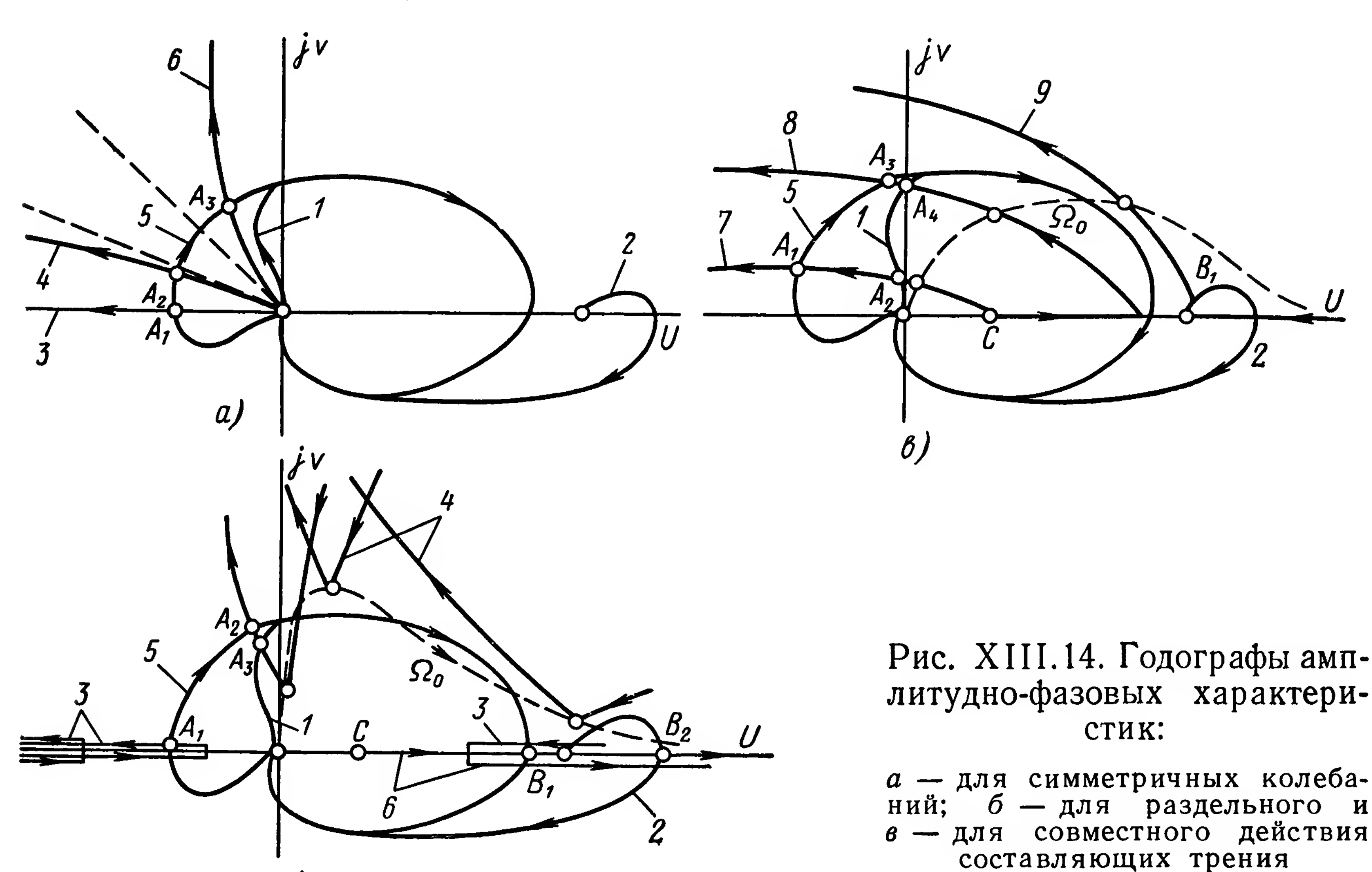


Рис. XIII.14. Годографы амплитудно-фазовых характеристик:

а — для симметричных колебаний; *б* — для раздельного и *в* — для совместного действия составляющих трения

$\varepsilon(t)=e(t)-\theta(t)$. Значения m_a и ω_1 должны обеспечивать линеаризацию нелинейностей канала ошибки и фильтроваться еще до гидропривода. Во всяком случае должно удовлетворяться условие

$$\theta_m(t)=\mathscr{L}^{-1}\{\Phi_m(s)\,m(s)\}=0.$$

В нагрузке и гидромоторе, кроме сопротивления $h\Omega$ (прямая *1* на рис. XIII.15, *а*), имеется нелинейное сопротивление $M_н$ (кривая *5*) [1], причем $|M_н(\Omega_в)|\neq|M_н(\Omega_в)|$, где $|\Omega_a|=|\Omega_в|$ и $\Omega_a\Omega_в<0$. Кроме того, $M_н(\Omega)$ больше при $\dot\Omega>0$, чем при $\dot\Omega<0$, т. е. имеет место эффект гистерезиса (кривая *3* на рис. XIII.15, *а*), обязательно проявляющийся при прохождении Ω через нулевое значение.

Используя компенсирующий момент M_0 можно в первом приближении принять

$$\left.\begin{aligned}&M_н(\Omega)=M_0+M_1(\Omega) && \text{при}\quad |\Omega|>0;\\ &|M_н(\Omega)-M_0|\leqslant r && \text{при}\quad \Omega=0,\end{aligned}\right| \tag{XIII.48}$$

где

$$M_1(\Omega)=M_к(\Omega)+M_д(\Omega)+M_г(\Omega), \tag{XIII.49}$$

графические представления которых показаны на рис. XIII.15, *б* (используя принцип суперпозиции можно сложную закономерность свести к сумме элементарных).

Коэффициенты гармонической линеаризации для постоянной части момента

$$q_0(A,\ \Omega_0)=q_{\text{ок}}(A,\ \Omega_0)+q_{\text{од}}(A,\ \Omega_0)+g_{\text{ог}}(A,\ \Omega_0);$$

для синфазной составляющей

$$q_1(A,\ \Omega_0)=q_{1\text{к}}(A,\ \Omega_0)+q_{1\text{д}}(A,\ \Omega_0)+q_{1\text{г}}(A,\ \Omega_0)$$

и для квадратурной составляющей $q'(A\Omega_0)=q'_{\text{г}}(A,\Omega_0)$ позволяют оценить действие нелинейности и записать приведенную передаточную функцию нелинейного элемента

$$N(A,\ \Omega_0)=q_1(A,\ \Omega_0)+jq'(A,\ \Omega_0),$$

где индексы к, д и г соответственно относятся к контактному трению, падающей характеристике трения и эффекту гистерезиса. Параметры

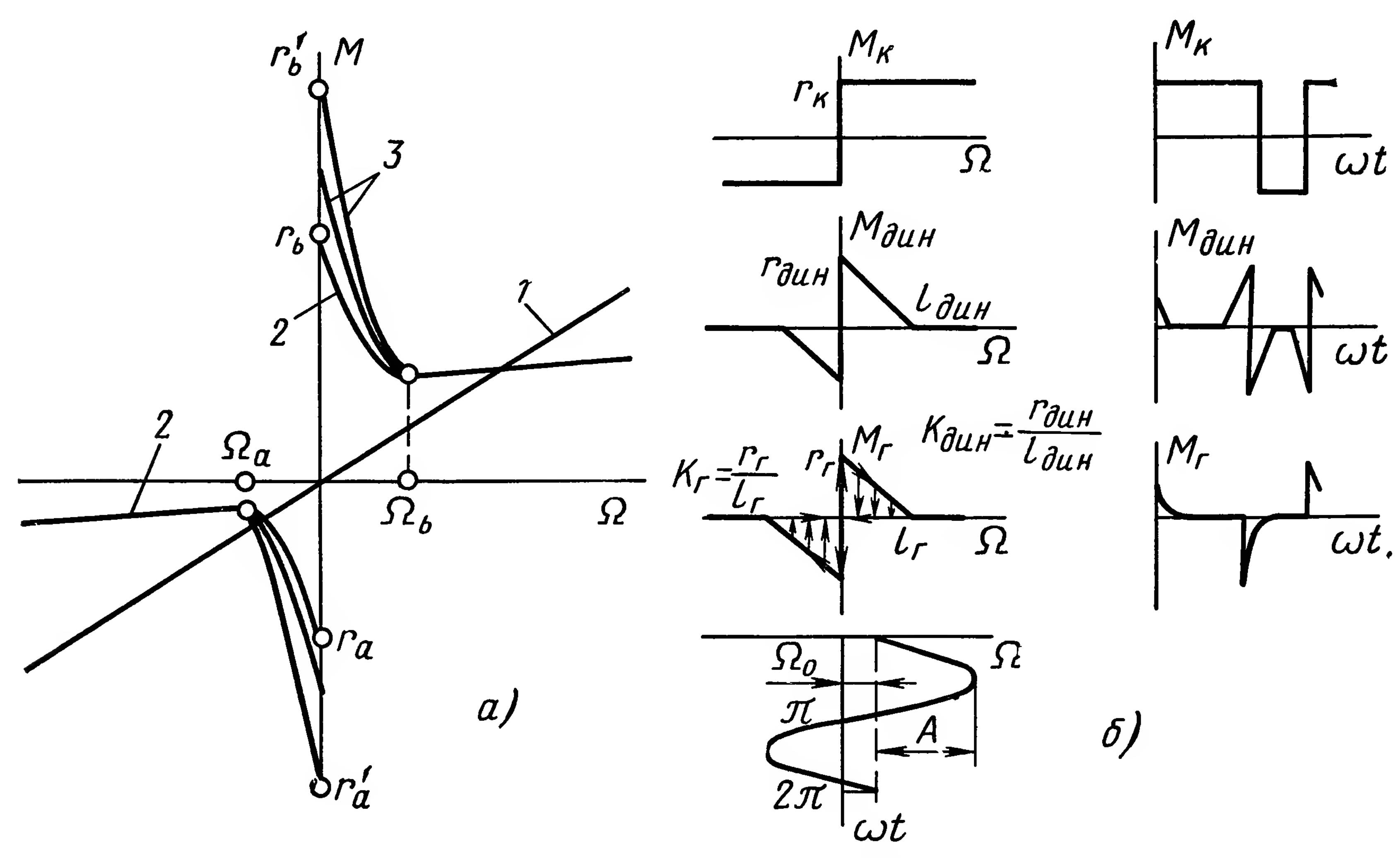


Рис. XIII.15. Закономерности изменения нелинейного демпфирования при изменении выходной координаты:

а — исходные кривые; *б* — аппроксимации

$r_{\text{к}}$, $r_{\text{д}}$, $r_{\text{г}}$, $l_{\text{э}}$ и $l_{\text{г}}$ (рис. XIII.15, *б*) принимаются постоянными и положительными, а значения $r_{\text{к}}$ определяются в соответствии с выражением момента трогания для гидромотора [2], [6]

$$M_{\text{т}}\approx w\left(0{,}07\frac{1}{1-\frac{p_{\text{п}}}{p_{\text{н}}}}\Delta p+0{,}03p_{\text{н}}\right)[\text{кгс}\cdot\text{см}] \qquad (\text{XIII.50})$$

или усилия трения для гидроцилиндра

$$P_{\text{т}}=F\left[(0{,}007\div0{,}009)\frac{1}{1-\frac{p_{\text{п}}}{p_{\text{н}}}}\Delta p+(0{,}03\div0{,}05)\,p_{\text{н}}\right][\text{кгс}], \qquad (\text{XIII.51})$$

где F — активная площадь поршня гидроцилиндра;

$p_н$ и $p_п$ — номинальное давление и давление подпитки (системы компенсации утечек) соответственно.

При всяком состоянии $\theta(t) \neq 0$ нелинейное демпфирование превращается в составляющую возмущающего воздействия

$$M(\Omega, t) = M_в(t) - M_н(\Omega), \quad \text{(XIII.52)}$$

которая рассматривается в качестве нелинейности на соответствующем входе линейной системы. Подставляя соотношения (XIII.48) и (XIII.49) в выражение (XIII.41), получим нелинейное уравнение динамики системы

$$\theta(s) = \Phi(s)\,\theta(s) + \Phi_M(s)[M_в(s) + M_0(s)] - \Phi_M(s)\,M_1(s, \Omega) + \theta_m(s). \quad \text{(XIII.53)}$$

Приближенное решение находим методом гармонической линеаризации для случая изменяющихся $\Omega_1 = k\dot{e}$ и $M_в$, когда

$$\Omega(s) = \Omega_0(s) + \Omega^*(s), \quad \Omega^* = A_k \sin\omega_k t, \quad \text{(XIII.54)}$$

где Ω_0, A_k и ω_k — медленно меняющиеся параметры. Они могут считаться постоянными (по сравнению с возмущениями) при исследовании автоколебаний, если

$$|\Omega_1(t)| \gg \left|\Omega_1\left(t + \frac{2\pi}{\omega_k}\right) - \Omega_1(t)\right|, \quad |M_в(t)| \gg \left|M_в\left(t + \frac{2\pi}{\omega_k}\right) - M_в(t)\right|$$

и в случае достаточности фильтрующих свойств возможна линеаризация нелинейности

$$M_1(\Omega) = q_0(A, \Omega_0) + [q_1(A, \Omega_0) + jq'(A, \Omega_0)]\,\Omega^*. \quad \text{(XIII.55)}$$

На рис. XIII.16 даны результаты подсчета $q_0\,(A_1\Omega_0)\,r^{-1}$ в зависимости от $\Omega_0 l^{-1}$ при разных значениях $Al^{-1} = \text{const}$ (рис. XIII.16, *а*), а также $q_1(A, \Omega_0)\frac{l}{r}$ и $q'(A, \Omega_0)\frac{l}{r}$ при $\Omega_0 l^{-1} = \text{const}$ и $Al^{-1} = \text{var}$ (рис. XIII.16, *б*).

При $A \leqslant \Omega_0$ переменная часть M_1 полностью определяется отрицательными членами $q_{1д}(A, \Omega_0)\,\Omega^*$ [при $A < \Omega_0$ коэффициенты $q_{1к}(A, \Omega_0) = q_{1г}(A, \Omega_0) = q'_г(A, \Omega_0) = 0$]. При $A > \Omega_0$ этот момент меняет знак и дополнительно к нему возникают составляющие $q_{1к}(A, \Omega_0)\,\Omega^* > 0$ и $[q_{1г}(A, \Omega_0) + jq'_г(A, \Omega_0)]\,\Omega^*$. Синфазная часть момента гистерезиса отрицательна в малом диапазоне изменения амплитуды колебания скорости, а квадратурная составляющая положительна, т. е. переменная часть момента $M_1(\Omega)$, вносимая гистерезисом, по фазе всегда опережает скорость. Постоянная часть демпфирующего момента $q^0(A, \Omega_0)$ (рис. XIII.16, *а*) при автоколебаниях с $A > \Omega_0$ уменьшается с увеличением амплитуды и при $\Omega \to 0$ этот момент уменьшается до нуля.

Подставляя выражения (XIII.54) и (XIII.55) в уравнение (XIII.53), получим

$$\Phi(0)\,\Omega_1(0) - \Omega_0(0) + \lim_{s \to 0} s\Phi_M(s)[M_в + M_0 - q_0(A, \Omega_0)] = 0; \quad \text{(XIII.56)}$$

$$\Omega^*(s) + s\Phi_M(s) - N(A, \Omega_0)\,\Omega^*(s) - \Omega_m(s) = 0. \quad \text{(XIII.57)}$$

Откуда $\Omega_0 = \Omega_1$ [для астатических систем $\Phi(0) \to 1$ и $\lim s\Phi(s) = 0$], а постоянная часть моментной ошибки

$$(\varepsilon_M)_0 = -\Phi(0)[M_в + M_0 - q_0(A, \Omega_0)]. \qquad (XIII.58)$$

При убывании Ω_0 уменьшается и $q_0(A, \Omega_0)$, что является эффектом вибрационной линеаризации (уменьшение статического момента на малых скоростях движения). Для систем с астатизмом второго порядка,

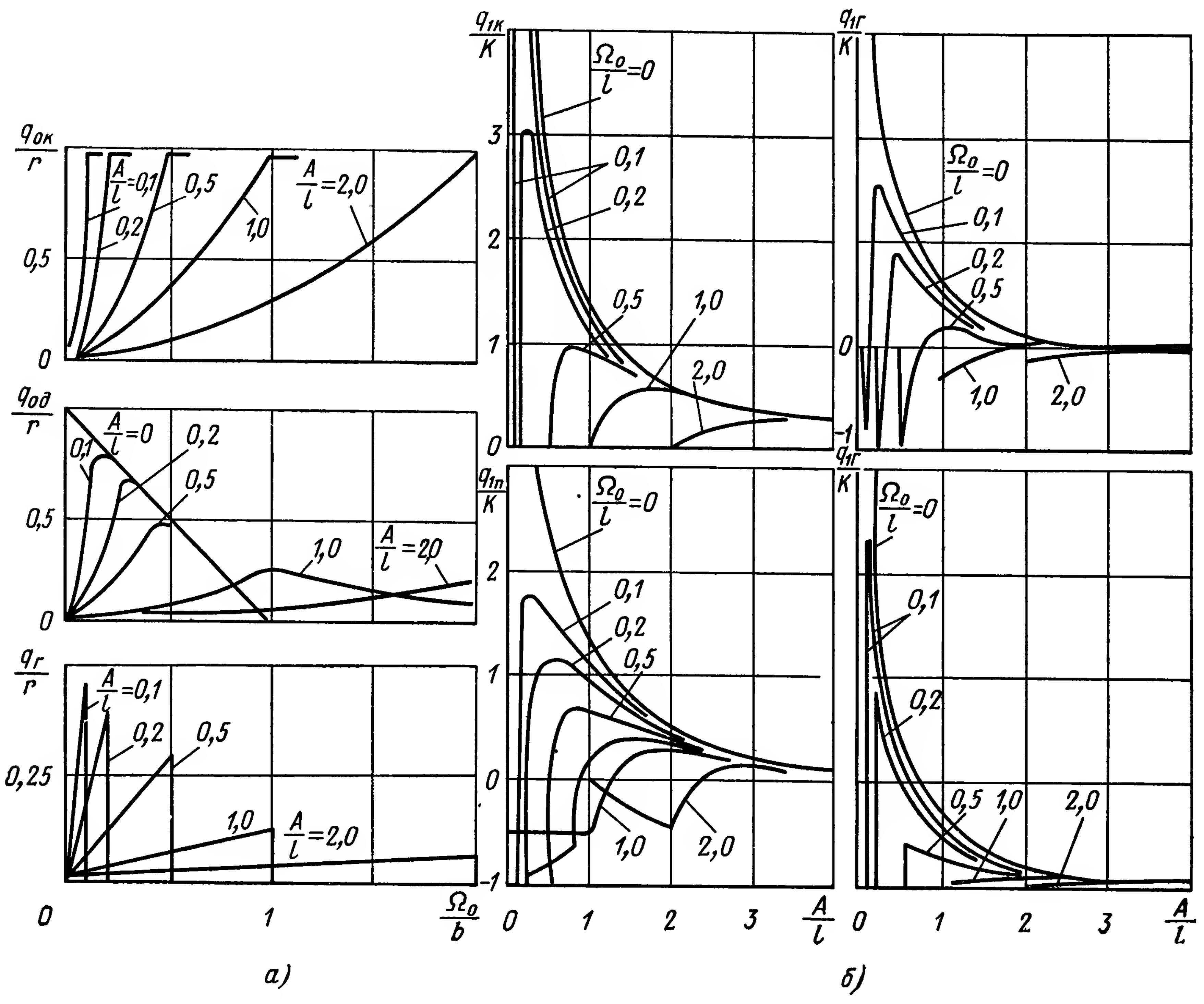


Рис. XIII.16. Коэффициенты гармонической линеаризации:
а — для постоянной составляющей; *б* — для первой гармоники

имеющих дополнительный полюс в $W_\varepsilon(s)$ или $W_{му}(s)$ обязательно $\Phi(0) = 0$ и $q_0(A, \Omega_0) = 0$.

При отсутствии автоколебаний тот же эффект достигается применением линеаризирующего сигнала m, параметры которого выбираются так, чтобы возбуждаемые им колебания скорости нагрузки не отфильтровывались в механизме управления. Тогда амплитуда колебаний должна превышать смещение $\Omega_m > \Omega_0$.

Анализ возможных автоколебаний проводят при помощи характеристического уравнения

$$1 + s\Phi(s) N(A, \Omega_0) = 0, \qquad (XIII.59)$$

получаемого из выражения (XIII.57) при $\Omega_m = 0$ и свидетельствующего о независимости параметров автоколебаний от медленно меняю-

щегося внешнего момента. Параметры автоколебаний определяются из условия

$$j\omega\Phi(j\omega) = -N^{-1}(A,\ \Omega_0) \qquad \text{(XIII.60)}$$

или в логарифмических (акустических) координатах

$$L_л(\omega) = L_N(A,\ \Omega_0); \qquad \text{(XIII.61)}$$

$$\varphi_л(\omega) = \varphi_н(A,\ \Omega_0) \pm \pi(2l+1),\ (i=0;\ 1;\ 2;\ \ldots). \qquad \text{(XIII.62)}$$

Удобно для нелинейной части применять относительные (акустические) характеристики

$$L_л(\omega) = 20\lg|j\omega\Phi(j\omega)k_д|, \quad \varphi_л(\omega) = \arg[j\omega\Phi(j\omega)];$$

$$L_N(A,\ \Omega_0) = -20\lg\left|N(A,\ \Omega_0)\frac{1}{k}\right|, \quad \varphi_N(A,\ \Omega) = -\arg N(A,\ \Omega_0).$$

Случаи $i \neq 0$ используются при анализе систем с астатизмом выше первого. Очевидно,

$$|N(A,\ \Omega_0)| = \sqrt{q_1^2(A,\ \Omega_0) + q^{12}(A,\ \Omega_0)},\ \arg N(A,\ \Omega_0) = \operatorname{arctg}\frac{q'(A,\ \Omega_0)}{q_1(A,\ \Omega_0)};$$

при отсутствии гистерезиса

$$N(A_1\Omega_0) = q_1(A,\ \Omega_0),\ \arg N(A,\ \Omega_0) = \begin{cases} +\pi & \text{при } q_1(A,\ \Omega_0) < 0; \\ 0 & \text{при } q_1(A,\ \Omega_0) < 0; \end{cases}$$

при отсутствии падающей характеристики трения $\arg N(A, \Omega_0) = 0$.

Для высокочастотного момента всегда входной импенданс системы определяется только инерцией нагрузки, в том числе и для систем с распределенными параметрами.

Можно показать, что $\varphi_л(\infty) = -\frac{\pi}{2}$ и $\varphi_л(0) = \frac{\pi}{2}\nu$ (ν — порядок астатизма системы), а годографы линейной части образуют замкнутые в начале координат кривые

$$\lim_{\omega\to 0}|j\omega\Phi(j\omega)| = \lim|j\omega\Phi(j\omega)| = 0,$$

поэтому высокочастотная часть годографа определяется неизменяемой частью системы и не зависит от управляющей части.

Обратные амплитудно-фазовые характеристики нелинейности, взятые с обратным знаком в соответствии с условиями (XIII.60), показаны на рис. XIII.14, *а* кривыми *4*, *5* и *6*, на которых стрелки указывают направление, соответствующее росту амплитуд симметричных колебаний. Кривая *4* соответствует совместному эффекту контактного трения и падающей характеристике, *5* — эффекту гистерезиса (при малых амплитудах совпадает с штриховым лучом $+\frac{3}{2}\pi$, а при увеличении амплитуды приближается к мнимой оси), а *6* — эффекту одновременного действия всех трех типов нелинейностей.

Точки встречи A_1, A_2 и A_3 для систем с $\nu > 1$ дают параметры автоколебаний в соответствии с условиями (XIII.60), поскольку эти точки соответствуют выходу нелинейной части из внутренней области годографа линейной части (условие устойчивости периодического ре-

шения). Можно заметить, что из-за низкого значения частоты, соответствующей точке пересечения условия фильтра

$$|j\omega_k \Phi(j\omega_k)| \gg |jn\omega_k \Phi(jn\omega_k)|, \quad (n=2;\ 3;\ \ldots), \qquad \text{(XIII.63)}$$

обычно не выполняются, существенно затрудняя определение точных параметров возможных автоколебаний. Имея в виду, что низкочастотные движения определяются только статическими свойствами привода, можно заменить рассматриваемую нелинейность эквивалентной ей нечувствительностью с гистерезисом в регулировочной характеристике привода.

Подобного рода низкочастотные движения в следящих системах на практике могут и не проявляться из-за нарушения условия «медленности» изменения входной координаты. Следовательно, любой вид нелинейного демпфирования в нагрузке систем с пологой фазовой характеристикой $\arg \Phi(j\omega)$ и $\nu = 1$ или в приводах с разомкнутой схемой управления не может вызывать симметричные автоколебания.

Если значительная часть полюсов $\Phi(s)$ по сравнению с нулями (или наоборот) удалена от начала координат на плоскости корней (клювообразный годограф с положительным на низких частотах увеличением фазы), то возникает возможность существования периодических решений при $\Omega_0 = 0$. Исследование этих случаев осуществляется рассматриваемыми приемами, хотя следует отметить, что такие формы годографов в силовых системах управления не встречаются.

При несимметричных периодических движениях годографы нелинейностей существенно меняются. Кривая *4* на рис. XIII.14, *б* изображает годограф контактного трения (увеличение Ω_0 смещает точку перегиба влево), а годограф падающей характеристики оказывается на правой части оси (ветвь *5*) и лишь при увеличении амплитуды колебаний до $A > \Omega_0$ изображающая точка годографа через бесконечность переходит на кривую *4*. При $\Omega_0 > l$ годограф падающей характеристики, приходя из $+\infty$, имеет точку перегиба. Годограф эффекта гистерезиса показан на рис. XIII.14, *б* кривыми *6*, причем увеличение амплитуды до значения $A = \Omega_0$ соответствует перемещению изображающей точки из бесконечности скачком на штриховую кривую, определяемую условием

$$q_{1\text{г}}(A,\ \Omega_0) = -\frac{1}{2} k_\text{г},\quad q'_\text{г}(A,\ \Omega_0) = \frac{2k_\text{г}}{\pi}\left(\frac{l_\text{г}}{\Omega_0} - 1\right). \qquad \text{(XIII.64)}$$

При дальнейшем увеличении изображающая точка уходит в бесконечность (стрелкой на штриховой кривой линии показано направление, соответствующее увеличению смещения Ω_0).

При одновременном действии демпфирований всех трех типов и $\Omega_0 \neq 0$ годограф нелинейного члена изменяется (рис. XIII.14, *в*). Так, при малом значении Ω_0 и сильном гистерезисе (кривая *4*) появляется ранее не исследовавшаяся дополнительная точка встречи с годографом системы. Кривая *5* соответствует случаю $l > \Omega_0 > {}^1/_2\, l$, когда с ростом A скорость вначале достигает значений, при которых падающая характеристика прекращает свое действие ($\Omega_0 > l$), и только затем проявляется эффект гистерезиса (при $A > \Omega_0$). При больших

значениях Ω_0 по сравнению с l точек встречи нет (кривая *6* на рис. XIII.14, *в*) и система становится абсолютно устойчивой.

При отсутствии гистерезиса частота возможных автоколебаний (точки A_1, B_1 и B_2 на рис. XIII.14, *а*, *б*) не зависит от параметров нелинейности и значения Ω_0 и будет такой, при которой сопротивление системы внешнему моменту имеет чисто реактивный характер $\arg \Phi(j\omega) = \pm {}^1/_2\,\pi$.

При действии только контактного трения и $\Omega_0 \neq 0$ в системах без обратной связи автоколебания не возникают, если фазовая характеристика разомкнутой системы $\arg W(j\omega)$ в полосе частот, меньших частоты среза, не пересекает прямую $-\pi$, а для постоянных времени привода (XIII.47) выполняются соотношения $T_2 < 2\zeta T_1$ или $T_2 \leqslant T_1$.

В системах, абсолютно устойчивых при $\Omega_0 = 0$, для возникновения несимметричных автоколебаний необходимо не только существование падающей характеристики, но и ее достаточности, определяемой в соответствии с условием (XIII.60) неравенством $|j\omega_k\Phi(j\omega_k)|\,|q_1(A_1, \Omega_0)| > 1$.

Поскольку в зоне действия характеристики $0 < |q_1(A, \Omega_0)| < k_д$, то выполнение неравенства

$$N_k k_д < 1 \qquad \text{(XIII.65)}$$

означает невозможность возникновения автоколебаний при любом значении Ω_0 ($N_k = |j\omega\Phi(j\omega)|$ на частоте, где $\varphi_п = 0$). О достаточности падающей характеристики свидетельствует нахождение отрезка OC на рис. XIII.14, *б* внутри годографа линейной части, поскольку положение точки C определяется значением $\frac{1}{k_д}$. В этом случае неравенство (XIII.65) не выполняется.

При одновременном действии нелинейностей всех трех типов и $l_д = l_г = l$ их общий коэффициент передачи по основной гармонике будет наибольшим, когда $A = \Omega_0 < {}^1/_2 l$. При этом значения составляющих коэффициентов гармонической линеаризации

$$\left.\begin{aligned} &q_{1k}=0,\ q_{1д}=-k_д,\ q_{1г}=-\frac{1}{2}k_г;\\ &q'_г=\frac{2k_г}{\pi}\left(\frac{l_г}{\Omega_0}-1\right),\ q_1=-k_д\left(1+\frac{1}{2}\frac{k_т}{k_д}\right),\ q'=q'_г \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XIII.66)}$$

определяют штриховую кривую на рис. XIII.14, *в*, т. е. за счет эффекта гистерезиса годограф нелинейности размещается в верхней полуплоскости. При $A < \Omega_0$ начало годографа расположено в точке C; при возникновении эффекта гистерезиса и $\Omega \to 0$ годограф скачком перемещается в начало координат, поскольку $q'(A, \Omega_0) \to \infty$; с ростом Ω_0 точка годографа, соответствующая началу действия гистерезиса (XIII.66), перемещается по штриховой кривой.

В этом случае неравенство (XIII.65) — необходимое, но не достаточное условие устойчивости. При его выполнении и при малых значениях Ω_0 точка C не охватывается годографом линейной части и за счет эффекта гистерезиса возможно существование точки пересечения для любой замкнутой системы и невозможно для незамкнутых

систем, если их фазовые характеристики не заходят в первый квадрант, т. е. $\arg W_M(j\omega) < -\frac{\pi}{2}$. Следовательно, эффект гистерезиса может вызвать появление дополнительного предельного цикла, причем автоколебания более вероятны для незамкнутых систем, которые имеют меньшую жесткость по сравнению с замкнутым приводом.

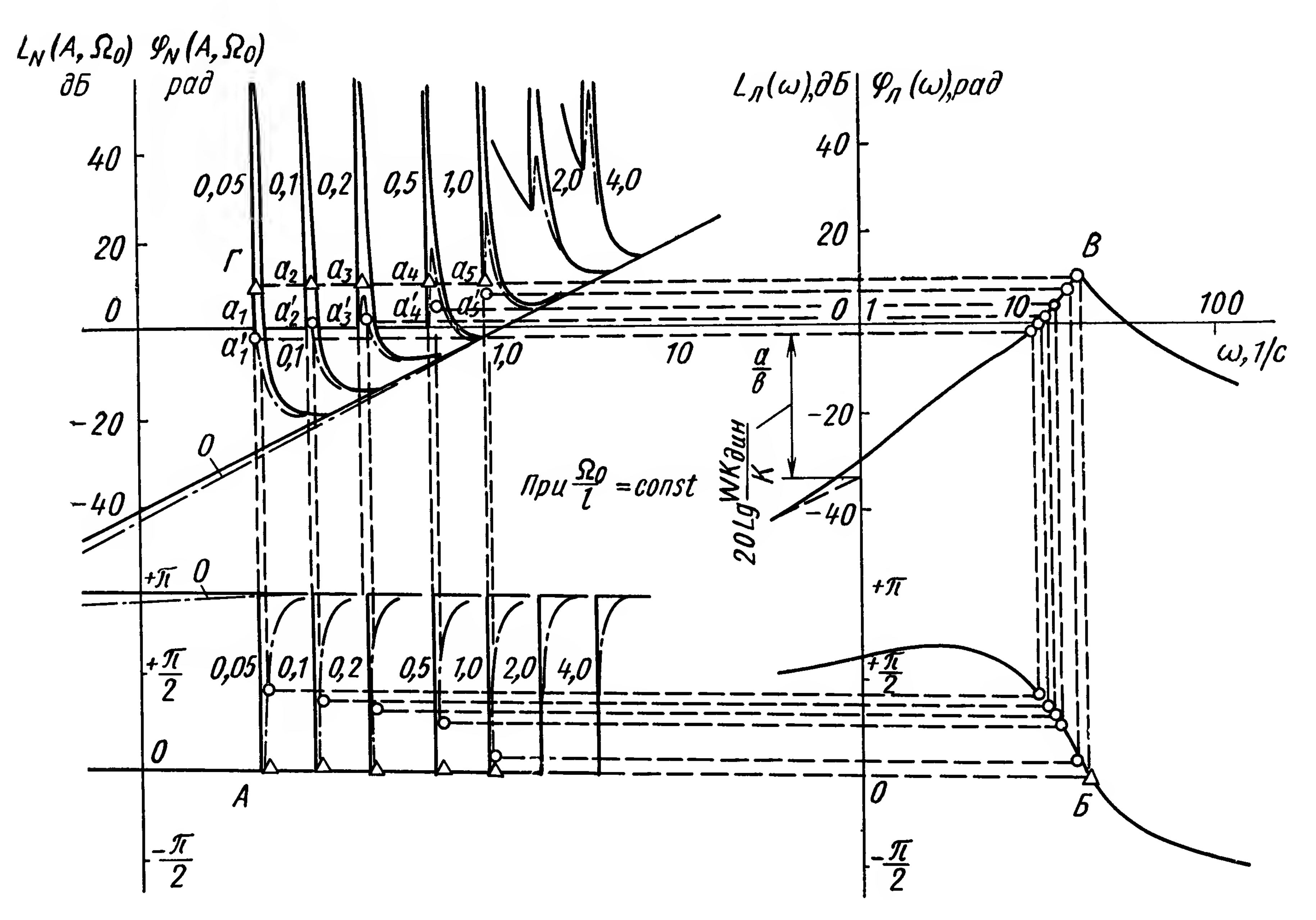


Рис. XIII.17. Графическое определение параметров автоколебаний

Пусть в электрогидравлическом приводе управления положением используется двухкаскадный механизм управления с передаточной функцией

$$W_{му}(s) = \frac{e(s)}{i(s)} = \frac{K_{му}}{(T_3 s + 1)(T_4 s + 1)} = \frac{0,1}{(0,05s + 1)(0,01s + 1)}$$

с гидромашинами типоразмера № 5 раздельного исполнения из гаммы гидроприводов [6] с постоянными передаточных функций (XIII.46), (XIII.47) $K_г = 0,49$ рад/с, $K_M = 0,75 \cdot 10^{-7}$ (кгс·см·с)$^{-1}$, $T_1 = 0,06$ с, $T_2 = 0,17$ с, $\zeta = 0,2$ и с корректирующим усилителем, для которого

$$W_\varepsilon(s) = \frac{i(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{k_\varepsilon(T_5 s + 1)}{(T_6 s + 1)} = \frac{450(0,3s + 1)}{(1,0s + 1)}.$$

Характеристики $L_л(\omega)$ и $\varphi_л(\omega)$ и сравниваемые нелинейные характеристики $L_N(A, \Omega_0)$ и $\varphi_N(A, \Omega_0)$ для случая $r_к = r_д = 2,6 \cdot 10^4$ кгс·см, $l = 0,25$ град/с показаны сплошными линиями на рис. XIII.17. Горизонталь *АБ* определяет значение частоты $\omega_k = 18$ с$^{-1}$, при которой выполняется условие (XIII.62) равенства фаз. Вертикаль *БВ* определяет усиление линейной части на частоте автоколебаний. Горизонталь *АБ* даст решение уравнения (XIII.61). Автоколебания возможны для $\Omega_0 l^{-1}$ (исключая $\Omega_0 = 0$), поскольку соответствующие точки a_1—a_5 своими

координатами подтверждают условие устойчивости, которое для рассматриваемого случая ($r_г = 0$) имеет вид $\left.\frac{\partial L_N(A,\ \Omega_0)}{\partial A}\right|_{A=A_k} > 0.$

Усиление линейной части на частотах $n\omega_k$ оказывается меньше, чем при ω_k, следовательно, условие фильтра выполняется.

Осциллограммы (рис. XIII.18) работы системы на скоростях $\Omega_0 = (0{,}001 \div 0{,}01) \times \times \Omega_{max}$ подтверждают, что правомерность применения метода гармонической линеаризации справедлива и для случая периодических неравновесных остановов.

При слабом гистерезисе $r_г = 0{,}2\ r_д$ характеристики $L_N(A, \Omega_0)$ ограничены вблизи $A = \Omega_0$, а кривая фазы $\varphi_N(A, \Omega_0)$ при $A > \Omega_0$ становится плавной (на рис. XIII.17, *а* показано штрихпунктирными кривыми). Наличие предельных циклов $a_1' \div a_5'$ и их устойчивость устанавливается обычным методом шаблонов. Можно заметить, что с ростом смещения Ω_0 частота колебаний уменьшается, что приводит к нарушению условия фильтра. Поэтому использование высших гармоник при неоднозначной характеристике трения необходимо лишь при малых по сравнению с характерным значением, соответствующим $e = 1$, скоростях движения $\Omega_0 \ll l$.

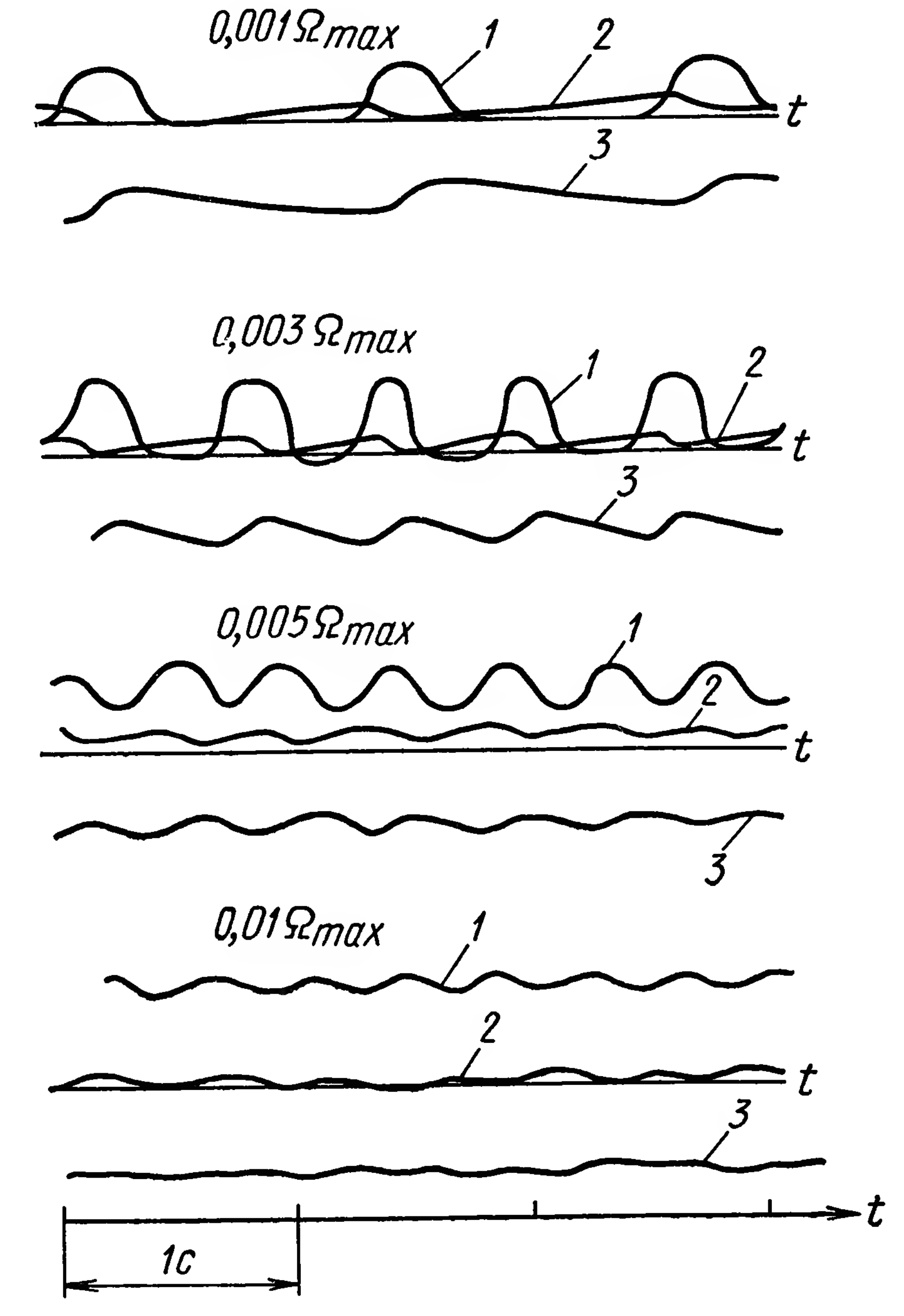


Рис. XIII.18. Осциллограммы работы гидропривода:

1 — скорость гидромотора Ω_0; *2* — ошибка ε; *3* — перепад давления в гидромоторе

5. АВТОКОЛЕБАНИЯ С ЖЕСТКИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Устойчивость системы в малом не означает невозможность возникновения автоколебаний с жестким возбуждением при достаточно больших отклонениях от равновесного состояния, поэтому проверку нелинейной системы следует проводить на аналоговых установках с последующим анализом, например методом гармонической линеаризации при помощи экспериментально полученной идентификации зависимости $M_в = M(\Omega)$. Пусть эта зависимость будет [7]

$$M_в = M(\Omega) = \left[\frac{\Delta M}{1 + \mu^* \Omega} + M(\infty)\right] \operatorname{sign} \Omega, \qquad \text{(XIII.67)}$$

где $\Delta M = M(0_+) - M(\infty)$ — суммарное падение характеристики трения, а $\mu^* > 0$ — коэффициент интенсивности падения момента трения. Эта зависимость легко приводится к безразмерной форме (XIII.31), в которой $\mu = \frac{\Omega_x e}{1 + \tau h} \mu^*$.

Тогда условия устойчивости (XIII.35) и (XIII.36) особой точки будут:

$$\left.\begin{aligned} 1+\Phi'(y_0) &\equiv 1-\frac{\mu\,\Delta\Phi}{(1+\mu y_0)^2}>0; \\ \frac{2\zeta}{\bar{T}_{\text{п}}}+\Phi'(y_0) &\equiv \nu-\frac{\mu\,\Delta\Phi}{(1+\mu y_0)^2}>0, \end{aligned}\right\} \qquad (\text{XIII.68})$$

где для краткости записи обозначено $\frac{2\zeta}{\bar{T}_{\text{п}}}\equiv\nu$.

Подставляя выражение (XIII.31) в равенство (XIII.30), можно записать

$$Q(D_x)\,y+R(D_x)\,F(y)=1-\Phi(\infty), \qquad (\text{XIII.69})$$

где

$$Q(D_x)=D_x^2+2\zeta D_x+1, \quad R(D_x)=\bar{T}_{\text{п}}D_x+1, \quad F(y)=\frac{\Delta\Phi}{1+\mu y}.$$

Положив $y=y_0+z_0+A\sin\psi$, причем $\psi=\nu x$, запишем $F(y)=$ $=\frac{\Delta\Phi}{1+\mu y}+q_0+q_1 A\sin\psi$, поэтому

$$q_0=\frac{1}{2\pi}\int\limits_0^{2\pi}\frac{\Delta\Phi\,d\psi}{\varkappa+\mu A\sin\psi}=\frac{\Delta\Phi}{\sqrt{\varkappa^2+\mu^2A^2}}\equiv\Delta\Phi A^*, \quad \varkappa\equiv 1+\mu(y_0+z_0),$$

$$A^*\equiv(\varkappa^2-\mu^2A^2)^{-\frac{1}{2}}, \quad q_1=\frac{1}{\pi A}\int\limits_0^{2\pi}\frac{\Delta\Phi\sin\psi\,d\psi}{\varkappa+\mu A\sin\psi}=\frac{2\Delta\Phi}{\mu A^2}(1-\varkappa A^*).$$

Значение смещения $z_0=1-\Phi(\infty)-y_0-\Delta\Phi A^*$ определяется из условия $Q(D_x)(y_0+z_0)+R(D_x)q_0=1-\Phi(\infty)$, или, что то же самое, $Q(0)(y_0+z_0)+R(0)q_0=1-\Phi(\infty)$, а периодическое решение — из $Q(D_x)+R(D_x)q_1=0$. Тогда, проводя подстановку $D_x\equiv$ $\equiv j\nu$, $Q(j\nu)+R(j\nu)q_1\equiv X(A,\ \nu)+jY(A,\ \nu)=0$, можно записать

$$\left.\begin{aligned} X(A,\ \nu)&=1-\nu^2+q_1\equiv 1-\nu^2+\frac{2\Delta\Phi}{\mu A^2}(1-\varkappa A^*)=0; \\ Y(A,\ \nu)&=2\nu(\zeta+\bar{T}_{\text{п}}q_1)\equiv\frac{\zeta}{\bar{T}_{\text{п}}}+\frac{\Delta\Phi}{\mu A^2}(1-\varkappa A^*)=0. \end{aligned}\right\} \qquad (\text{XIII.70})$$

Вещественное решение биквадратного уравнения $Y(A)=0$

$$\vartheta^2\mu^2A^4-\vartheta\mu[\vartheta\varkappa^2-4\mu\,\Delta\Phi]A^2-4\Delta\Phi[\vartheta\varkappa^2-\mu\,\Delta\Phi]=0 \qquad (\text{XIII.71})$$

позволяет найти амплитуду предполагаемых автоколебаний, для возможности существования которых необходимо, чтобы $A\leqslant y_0+z_0$, а безразмерная частота $\nu\equiv\omega T$ определяется из первого уравнения (XIII.70)

$$\nu=\sqrt{1+\frac{2\Delta\Phi}{\mu A^2}(1+\varkappa A^*)}.$$

Возможность существования положительных корней

$$A_{1,2}^2=\frac{a_1\pm\sqrt{a_1^2+4a_0a_2}}{2a_2},$$

где $a_0 = 4\Delta\Phi(\upsilon\varkappa^2 - \mu\Delta\Phi), a_1 = \upsilon\mu(\upsilon\varkappa^2 - 4\mu\Delta\Phi), a_2 = \upsilon^2\mu^2 > 0$ определяется элементарным анализом.

Пусть удовлетворяется второе условие (XIII.68) (особая точка устойчива); так как $z_0 > 0$, то и $a_0 > 0$. Если при этом $a_1 > 0$, то $A_1^2 > 0$, поскольку

$$A_1^2 = \frac{a_1 + \sqrt{a_1^2 + 4a_0a_2}}{2a_2} \text{ и } A_1^2 > 0.$$

Если же $a_1 < 0$, то $A_1^2 > 0$, так как

$$A_{1,2}^2 = \frac{-|a_1| \pm \sqrt{a_1^2 + 4a_0a_2}}{2a_2}.$$

Оказывается, что при неустойчивой особой точке периодического решения нет. Так, если второе условие (XIII.68) не удовлетворяется, то $\upsilon\varkappa^2 - \mu\Delta\Phi < 0$, т. е. $a_0 < 0$, а тогда $a_1 < 0$, т. е.

$$A_{1,2}^2 = \frac{-|a_1| \pm \sqrt{a_1^2 - 4|a_0a_2|}}{2a_2} < 0.$$

Следовательно, при неустойчивой особой точке любое возмущение приводит к непрерывно растущей амплитуде, пределом увеличения которой будет обращение скорости движения в нуль. Поэтому автоколебания с мягким возбуждением обязательно сопровождаются периодическими неравновесными остановами, в противном случае эти колебания будут параметрическими.

Проверка устойчивости автоколебаний при жестком возбуждении (при устойчивой особой точке) проводится при помощи условия устойчивости периодического решения

$$\frac{\partial X(A, \nu)}{\partial A} \cdot \frac{\partial Y(A, \nu)}{\partial \nu} - \frac{\partial X(A, \nu)}{\partial \nu} \cdot \frac{\partial Y(A, \nu)}{\partial A} > 0, \qquad \text{(XIII.72)}$$

или $(2\zeta + \bar{T}_п q_1 + 2\bar{T}_п \nu^2)\frac{\partial q_1}{\partial A} > 0$, поскольку

$$\frac{\partial X(A, \nu)}{\partial A} = \frac{\partial q_1}{\partial A}, \quad \frac{\partial Y(A, \nu)}{\partial A} = \nu\bar{T}_п\frac{\partial q_1}{\partial A}, \quad \frac{\partial X(A, \nu)}{\partial \nu} = -2\nu,$$

$$\frac{\partial Y(A, \nu)}{\partial \nu} = 2\zeta + \bar{T}_п q_1,$$

но тогда условие устойчивости принимает еще более простую форму, совпадающую с условием [6]

$$\frac{\partial q_1}{\partial A} > 0, \qquad \text{(XIII.73)}$$

причем

$$\frac{\partial q_1}{\partial A} = -\frac{4\Delta\Phi}{\mu A^3} + \frac{4\varkappa\Delta\Phi A^*}{\mu A^3} - \frac{2\mu\varkappa\Lambda\Phi(A^*)^3}{A}.$$

При достаточно малом A значение $\varkappa A^* \approx 1$ и $\frac{\partial q_1}{\partial A} \approx -\frac{2\mu\Delta\Phi}{A} < 0$, т. е. решение неустойчиво.

При $A^* \to \infty$ второе слагаемое имеет порядок $\frac{1}{\sqrt{0}}$, а третье $\frac{1}{\sqrt{0^3}}$, т. е. решение также неустойчиво, означая существование неустойчивого предельного цикла. Но тогда при устойчивой особой точке появляется возможность (не обязательно реализуемая) существования устойчивого предельного цикла, поскольку бесконечность также неустойчива, т. е. имеется возможность возникновения автоколебаний с жестким возбуждением.

6. ВЫНУЖДЕННЫЕ СИММЕТРИЧНЫЕ КОЛЕБАНИЯ В ГИДРАВЛИЧЕСКОМ ПРИВОДЕ

Каждое силовое исполнительное устройство (преобразователь энергии в механическую) имеет зону нечувствительности, применительно к гидроприводу, определяемую силами контактного трения. Поэтому реализация знакопеременного управляющего сигнала имеет особенности, существенно ограничивающие диапазон регулирования.

При безразмерном управляющем сигнале $e(t) = e_a \sin \omega t$, в зависимости от значения e_a и свойств преобразователя энергии, возможны три состояния силовой части:

при $e_a \geqslant e_{a1}$ скорость движения исполнительного устройства проходит через нулевое значение мгновенно;

при $e_{a1} > e_a > e_{a2}$ периоды непрерывного изменения скорости сопровождаются периодическими неравновесными остановами (релаксирующие колебания);

при $e_a < e_{a2}$ движение прекращается при периодически меняющихся по гармоническому закону значениях индикаторного момента m_i исполнительного двигателя.

Переход из одного состояния в другое обусловливается действием контактного трения, возможное значение величины которого применительно к гидромотору и гидроцилиндру устанавливают при помощи выражений (XIII.50) и (XIII.51) [8].

Характер периодических движений преобразователя энергии в первых двух состояниях на примере рассматриваемого ниже гидропривода показан на рис. XIII.19 в форме фазовых портретов, полученных на аналоговой вычислительной машине. Фазовые портреты дают зависимость безразмерной скорости y от безразмерного перепада давления ρ, а значит, индикаторного момента $m_i = w\Delta p$ при различных значениях безразмерного трения и разных безразмерных частотах $f = \frac{\nu}{2\pi} = \frac{\omega}{2\pi} T$.

При $R_m = \frac{m}{f} \leqslant 1$ ($m = 0{,}1$, а $f = 0{,}10$ и $0{,}15$) из-за действия контактного трения отличие системы от линейной проявляется в скачкообразном изменении $\dot{y}$ при прохождении y через нулевое значение. При $R_m > \frac{4}{3}$ движение становится прерывистым, вначале без изменения знака ρ во время неравновесного останова ($m = 0{,}1$ при $f = 0{,}075$ на рис. XIII.19, *а*), а затем со знакопеременным ρ ($m = 0{,}2$ при $f = 0{,}1$ на рис. XIII.19, *б*),

При дальнейшем увеличении значения $2 \leqslant R_m < 8$ относительное время останова увеличивается ($m = 0{,}1$, а также 0,2 и 0,4 при $f = 0{,}05$ на рис. XIII.19, *в*) а при $8 \leqslant R_m \leqslant 16$ на фазовых портретах появляются петли, как следствие возрастания последующих гармоник ($m = 0{,}2$ и 0,4 при $f = 0{,}025$).

Безразмерный перепад давления определяется выражением $\rho = \frac{\vartheta w}{e_a \Omega_{xx} T} \Delta p$, а безразмерный момент трения $m = \frac{\tau}{e_a \Omega_{xx}} M_т$.

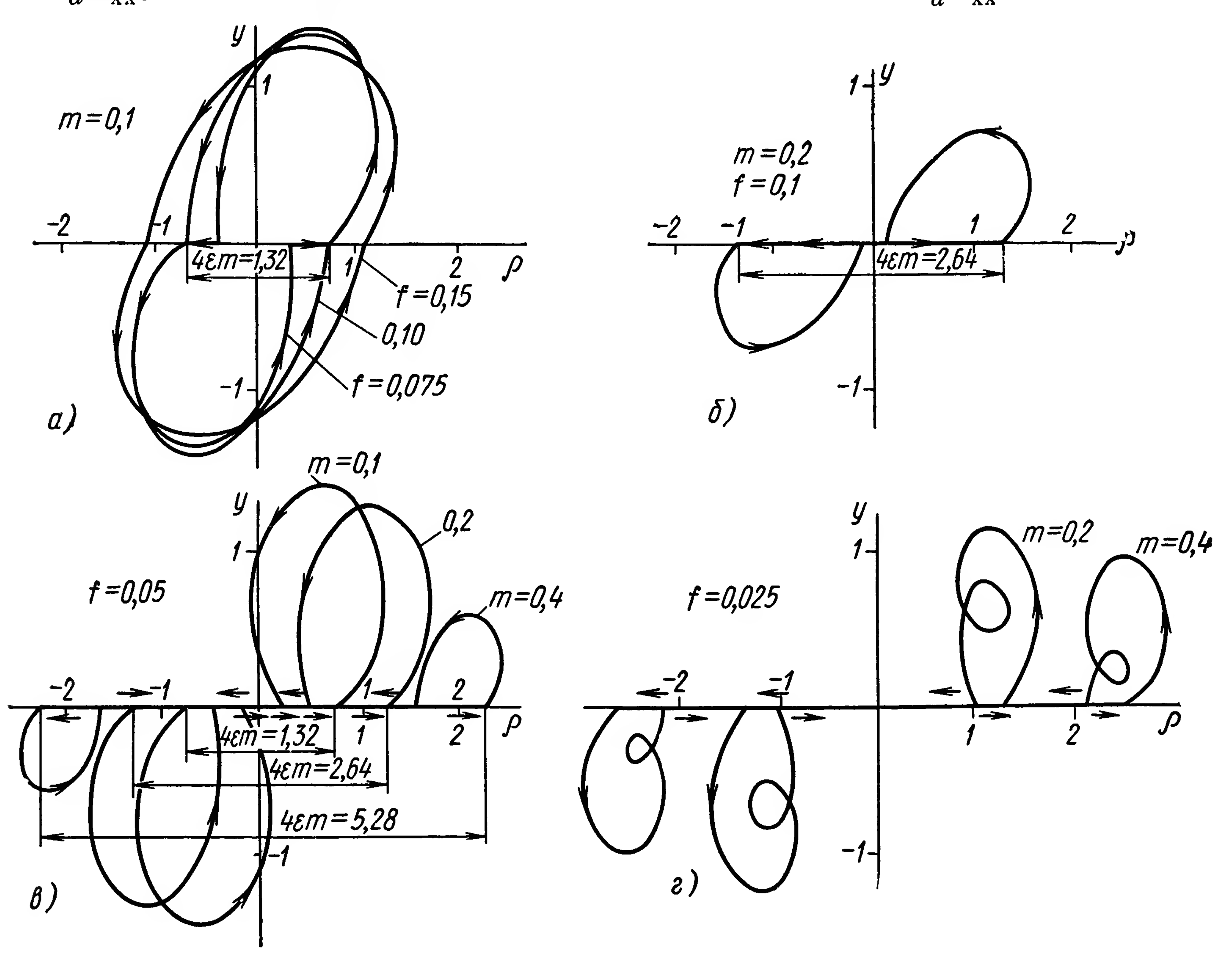


Рис. XIII.19. Фазовые портреты

Значение e_{a2} определяется из условия $\Delta p_{a2} = \frac{M_т}{w}$ — амплитудное значение перепада давления, а e_{a1} — из условия $\Delta p_{a1} = \frac{1{,}95}{w} M_т$.

Безразмерная скорость $y = \frac{h}{M_т} \Omega$ аппроксимируется первой и третьей гармониками

$$y_* = a_1 \cos u + b_1 \sin u + a_3 \cos 3u + b_3 \sin 3u, \qquad \text{(XIII.74)}$$

где $u = \omega t$, причем время исчисляется с момента начала движения.

Выражения коэффициентов a_1 (A, ν_*), b_1 (A, ν_*), a_3 (A, ν_*) и b_3 (A, ν_*), где $\nu_* = \frac{J}{h} \omega$, приведены в табл. XIII.1 и на рис. XIII.20 для гидропривода, составленного из насоса и гидромотора типоразмера № 0,5 гаммы гидроприводов [6], причем $w = 0{,}48$ см³/рад, $\Omega_{xx} \approx 100\,\pi$ рад/с, $\tau = 0{,}435$ [кгс·с·см]$^{-1}$, $h = 0{,}0125$ кгс·см·с, $\vartheta = 0{,}2$ [кгс·см]$^{-1}$ и $J = 0{,}0245$ кгс·см·с^2.

Формулы для коэффициентов гармонических составляющих

$$a_1 = \frac{2}{\pi}\left\{Q_1\left[e_3(\nu_* \sin u_1 - \cos u_1) + 1\right] + \frac{C_т}{2}\sin^2 u_1 + \frac{H}{2}(u_1 + \sin u_1 \cos u_1) - \sin u_1\right\};$$

$$b_1 = \frac{2}{\pi}\left\{Q_1\left[e_3(\sin u_1 + \nu_* \cos u_1) - \nu_*\right] + \frac{C_т}{2}(u_1 - \sin u_1 \cos u_1 + \right.$$

$$\left. + \frac{H}{2}\sin^2 u_1 + \cos u_1 + 1\right\};$$

$$a_3 = \frac{2}{\pi}\left[\left[Q_3\left\{e_3\left[3\nu_* \sin u_1 (3 - 4\sin^2 u_1) - \cos u_1 (4\cos^2 u_1 - 3)\right] + 1\right\} + \right.\right.$$

$$+ \frac{C_т}{4}(\cos^2 u_1 - \sin^2 u_1 + 4\sin^2 u_1 \cos^2 u_1 - 1) + H \sin u_1 \cos^3 u_1 +$$

$$\left.\left. + \left(\frac{4}{3}\sin^3 u_1 - 1\right)\sin u_1\right]\right];$$

$$b_3 = \frac{2}{\pi}\left[\left[-Q_3\left\{e_3\left[\sin u_1 (3 - 4\sin^2 u_1)\right] + 3\nu_* \cos u_1 (4\cos^2 u_1 - 3) - 3\nu_*\right\} + \right.\right.$$

$$+ C_т \sin^3 u_1 \cos u_1 - \frac{H}{4}(\cos^2 u_1 - \sin^2 u_1 - 4\sin^2 u_1 \cos^2 u_1 - 1) +$$

$$\left.\left. + \left(\frac{4}{3}\cos^2 u_1 - 1\right)\cos u_1 - \frac{1}{3}\right]\right];$$

$$\Delta a_1 = R\left\{-\left[\frac{1}{2}C_3(2\cos^4 u_1 - \cos^2 u_1 - 1) + s_3 \sin u_1 \cos^3 u_1\right]\cos\theta_3 + \right.$$

$$\left. + \left[C_3 \sin u_1 \cos^3 u_1 - \frac{1}{2}S_3(2\cos^4 u_1 - \cos^2 u_1 - 1)\right]\sin\theta_3\right\};$$

$$\Delta b_1 = R\left\{\left[C_3 \sin^3 u_1 \cos u_1 - \frac{1}{2}S_3(3\cos^2 u_1 - 2\cos^4 u_1 - 1)\right]\cos\theta_3 + \right.$$

$$\left. + \left[\frac{1}{2}C_3(3\cos^2 u_1 - 2\cos^4 u_1 - 1) + S_3 \sin^3 u_1 \cos u_1\right]\sin\theta_3\right\}.$$

$$Q_1 = \frac{\nu_* C}{1 + \nu_*^2}; \quad Q_3 = \frac{\nu_* C}{1 + 9\nu_*^2}; \quad e_3 = \exp\left(-\frac{u}{\nu_*}\right);$$

$$C = 1 - \frac{C_1}{\sqrt{1 + \nu_*^2}} + \frac{\sqrt{A^2 - 1}}{\sqrt{1 + \nu_*^2}}S_1; \quad C_т = \frac{S_1}{\sqrt{1 + \nu_*^2}} + \frac{\sqrt{A^2 - 1}}{\sqrt{1 + \nu_*^2}}C_1;$$

$$H = \frac{C_1 - \sqrt{A^2 - 1}\, S_1}{\sqrt{1 + \nu_*^2}}; \quad R = \frac{2\beta\sqrt{a_3^2 + b_3^2}}{\pi\sqrt{1 + 9\nu_*^2}\sqrt{9\nu_*^2 \bar{T}^{-1} + 1}};$$

$$\theta_3 = -\operatorname{arctg} 3\nu_* \bar{T}^{-1} + \operatorname{arctg}\frac{a_3}{b_3}; \quad S_1 = \sin \operatorname{arctg} \nu_*;$$

$$S_3 = \sin \operatorname{arctg} 3\nu_*; \quad C_1 = \cos \operatorname{arctg} \nu_*; \quad C_3 = \cos \operatorname{arctg} 3\nu_*.$$

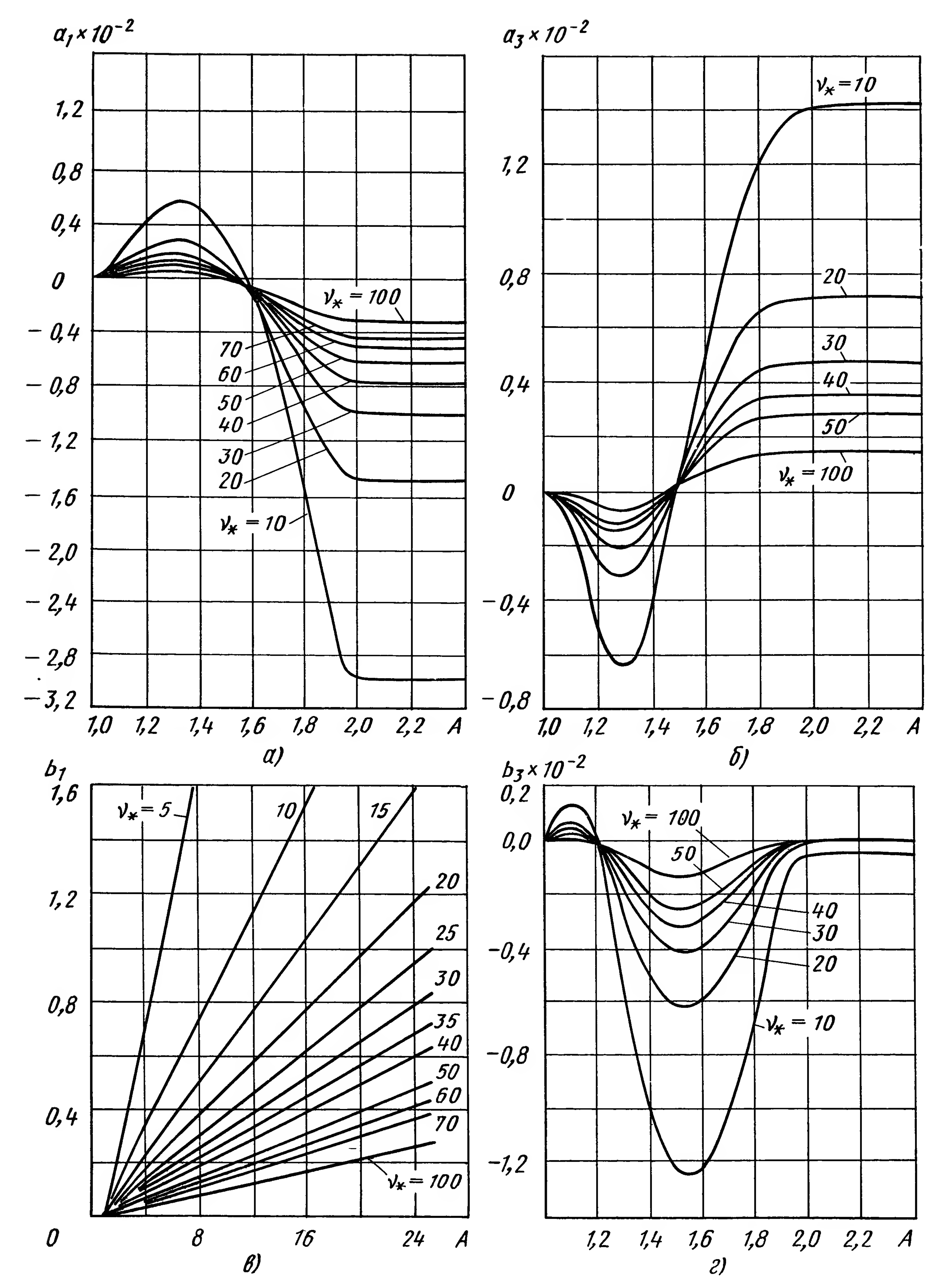


Рис. XIII.20. Массив коэффициентов гармонической линеаризации регулярных преобразователей энергии

Следует заметить, что при соответствующем выборе безразмерных переменных силовая часть определяется всего лишь тремя переменными: безразмерным критерием динамических свойств $\bar{T}=\frac{T_п}{T_н}=\frac{h\vartheta}{\tau J}=0{,}2346^{-1}$, уровнем демпфирования $\beta=(\tau h)^{-1}=183{,}9$ и безразмерным моментом трения m:

$$\left.\begin{aligned} &\bar{T}^{-1}\frac{d\rho_*}{dx_*}+\rho_*+\beta y_*=B\sin(\nu_* x_*+\varphi);\\ &\frac{dy_*}{dx_*}+y_*+\operatorname{sign} y_*=\rho_* \text{ при } y_*=\mathrm{var};\\ &\qquad 1(y_*)=\rho_* \text{ при } y_*\equiv 0, \end{aligned}\right\} \tag{XIII.75}$$

где $1(y_*)=1$ при $y_*>0$; $-1\leqslant 1(y_*)\equiv\rho_*\leqslant 1$ при $y_*=0$; $1(y_*)=-1$ при $y_*<0$, причем $\rho_*=\frac{m_i}{M_т}$; $x_*=\frac{T}{T_н}x$; $y_*=\frac{h}{M_т}\Omega$; $\nu_*=T_н\omega$; $B=\frac{1}{m}$.

Выражения коэффициентов в табл. XIII.1 даны в виде функции безразмерного времени движения за полупериод $u_1=\pi-\nu_* x_{*0}=\pi-\omega t_0$ (t_0 — время останова).

Значение u_1 получим (обычно графически) в виде корня уравнения

$$y_*=C\exp\left(-\frac{u}{\nu_*}\right)+C_т\sin u+H\cos u-1, \tag{XIII.76}$$

где

$$C=1-\frac{\cos\operatorname{arctg}\nu_*}{\sqrt{1+\nu_*}}+\frac{\sqrt{A^2-1}}{\sqrt{1+\nu_*^2}}\sin\operatorname{arctg}\nu_*;$$

$$C_т=\frac{\sin\operatorname{arctg}\nu_*+\sqrt{A^2-1}\cos\operatorname{arctg}\nu_*}{\sqrt{1+\nu_*^2}};$$

$$H=\frac{\cos\operatorname{arctg}\nu_*-\sqrt{A^2-1}\sin\operatorname{arctg}\nu_*}{\sqrt{1+\nu_*^2}},$$

причем

$$\rho_*\approx A\sin\nu_* x_*\equiv A\sin z. \tag{XIII.77}$$

Значение безразмерного времени движения за полупериод при разных значениях ν^* для рассматриваемого гидропривода приведены на рис. XIII.21. Поскольку наибольшее значение $u_1=\pi$, то область перехода к непрерывным движениям ограничивается диапазоном $1{,}87\leqslant A\leqslant 1{,}95$.

Так как любая силовая часть должна анализироваться применительно к разным значениям управляющих сигналов и частот ω, то целесообразно использование диаграммы амплитуд, представляющей графическое изображение решения системы (XIII.75) с учетом (XIII.77) методом гармонической линеаризации, записываемого в комплексной форме

$$A=\frac{\beta}{A}\left[a_1+\Delta a_1+(b_1+\Delta b_1)\sqrt{A^2-1}\right]+$$
$$+j\left\{A\bar{T}^{-1}\nu_*+\frac{\beta}{A}\left[(a_1+\Delta a_1)\sqrt{A^2-1}-b_1-\Delta b_1\right]\right\}=Be^{j\varphi}, \tag{XIII.78}$$

коэффициенты которого приведены в табл. XIII.1.

На диаграмме амплитуд построены линии постоянных значений A, частот ν^*, определяемых вычислением при помощи уравнения (XIII.73), а также линий постоянных значений m (рис. XIII.22).

Задаваясь значениями m и ν_*, находим A и φ или компоненты комплексного числа $X + jY$, представляющего выражение (XIII.78).

На диаграмме амплитуд линии, соответствующие $\nu_* = \text{const}$, начинаются в точках, лежащих на прямой $X = 1$, а $Y = \bar{T}^{-1}\nu_* \frac{\vartheta}{\tau} w$ при $A = 1$, $a_1 = b_1 = \Delta a_1 = 0$. Точка встречи линии $\nu_* = \text{const}$ с окружностью, соответствующей заданному значению m, определяет A и $\varphi = \operatorname{arctg} \frac{Y}{X}$.

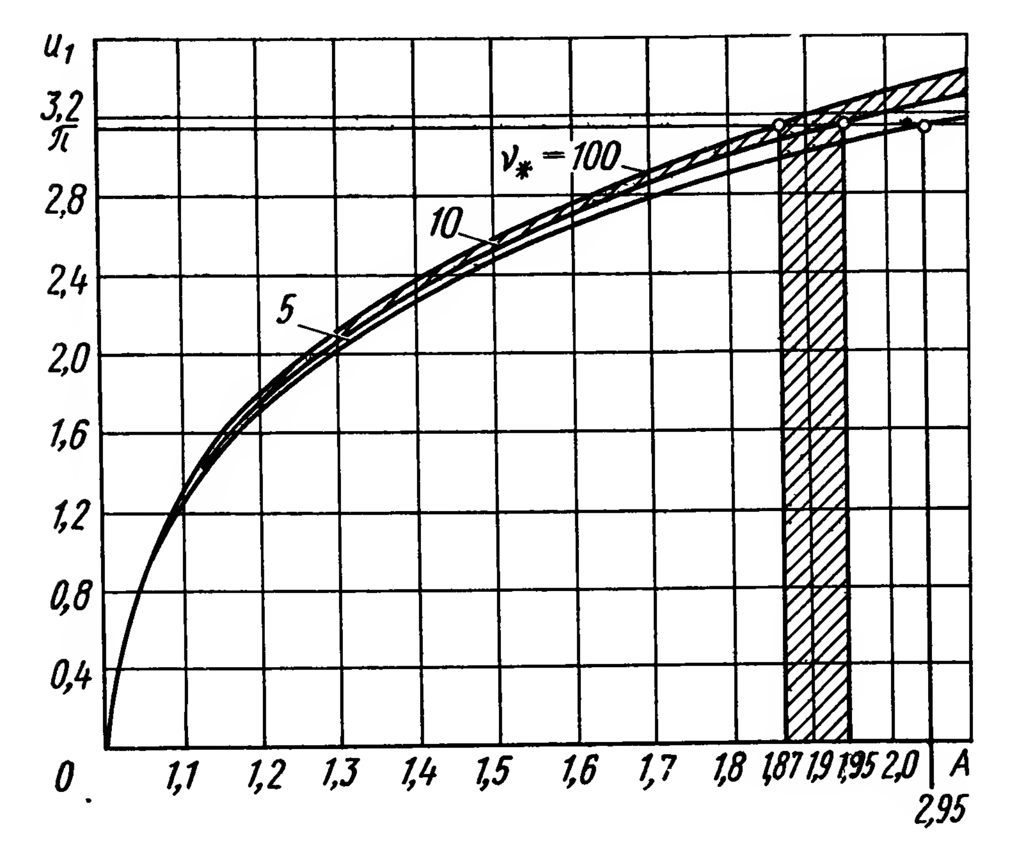


Рис. XIII.21. Безразмерное время движения за полупериод $u_1(A)$ при разных значениях ν_*

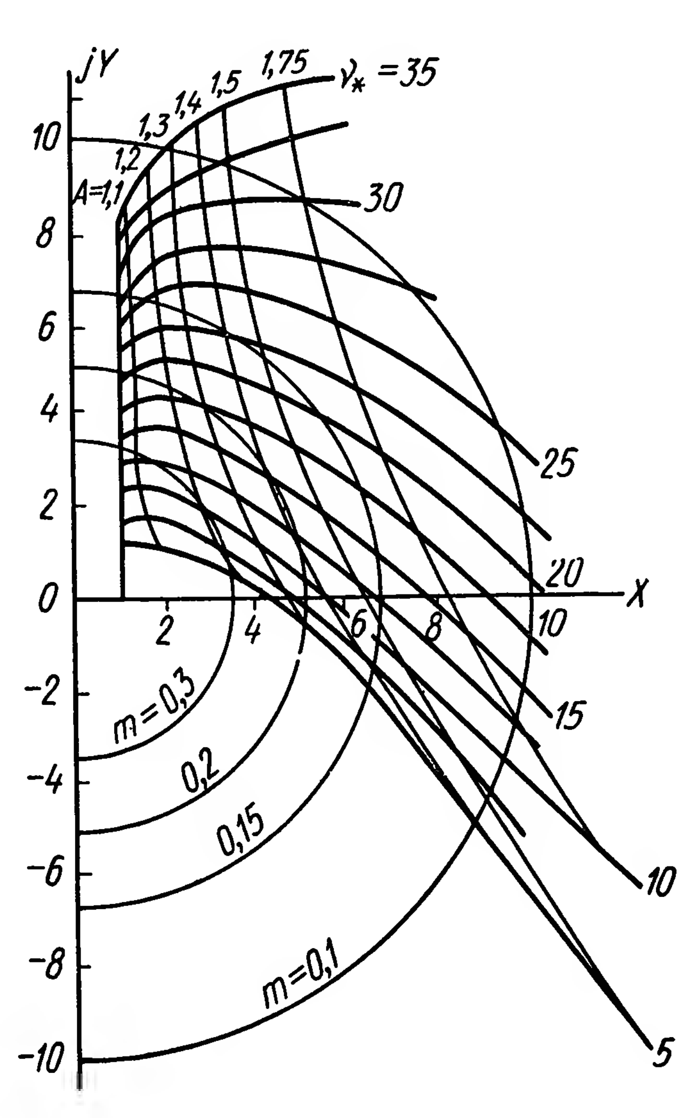


Рис. XIII.22. Диаграмма амплитуд для регулярного преобразователя энергии с безразмерным критерием $\bar{T}^{-1} = 0{,}2346$ и уровнем демпфирования $(\tau h)^{-1} = 183{,}9$

Хотя диаграммы амплитуд разных преобразователей энергии несколько отличаются по своей конфигурации в соответствии со значениями $\bar{T}$ и τh, однако во всех случаях линии $\nu_* = \text{const}$ не имеют точек встречи с линиями $m = \text{const}$, если

$$\nu_* < \bar{T}\sqrt{\frac{1}{m^2} - 1}, \qquad \text{(XIII.79)}$$

т. е. в системах, удовлетворяющих этому условию движение прекращается при гармоническом колебании ρ (третье состояние силовой части).

Последнее условие выполняется лишь при $m \leqslant 1$, что означает существование нижнего порогового значения $e_a = (e_a)_{\min}$, при котором еще возможно отличие Ω от нуля (прямая CB на рис. XIII.23):

$$(e_a)_{\min} = \frac{\tau M_{\text{т}}}{\Omega_{\text{хх}}} = d^{-1}, \qquad \text{(XIII.80)}$$

где d — наибольший возможный диапазон изменения e_a (наибольшему возможному значению $e_a = 1$ соответствует горизонталь OA на рис. XIII.23). Поэтому увеличение диапазона изменения e_a дости-

гается уменьшением значения $\tau M_т$, увеличением гидравлической редукции $i_г = \frac{w_н}{w}$, где $w_н$ — характерный размер насоса, и увеличением частоты вращения насоса. Следовательно, значение d при использовании низкооборотных гидромоторов (т. е. при больших значениях $w_н$) уменьшается.

Пороговое значение безразмерного трения $m_п$ в соответствии с выражением (XIII.79) обусловливается постоянной времени оператора потерь

$$m_{п2} = \sqrt[-2]{1 + T_п^2 \omega_п^2}. \qquad (XIII.81)$$

При малых значениях m пороговую частоту $\omega_{п2}$ «захвата», при которой возникает переход от покоя к релаксирующим колебаниям, определяют из условия (XIII.79), опуская единицу под радикалом

$$\omega_{п2} \approx \frac{e_a \Omega_{хх}}{\vartheta M_т} \equiv \frac{e_a i_г \Omega_н}{\vartheta M_т}. \qquad (XIII.82)$$

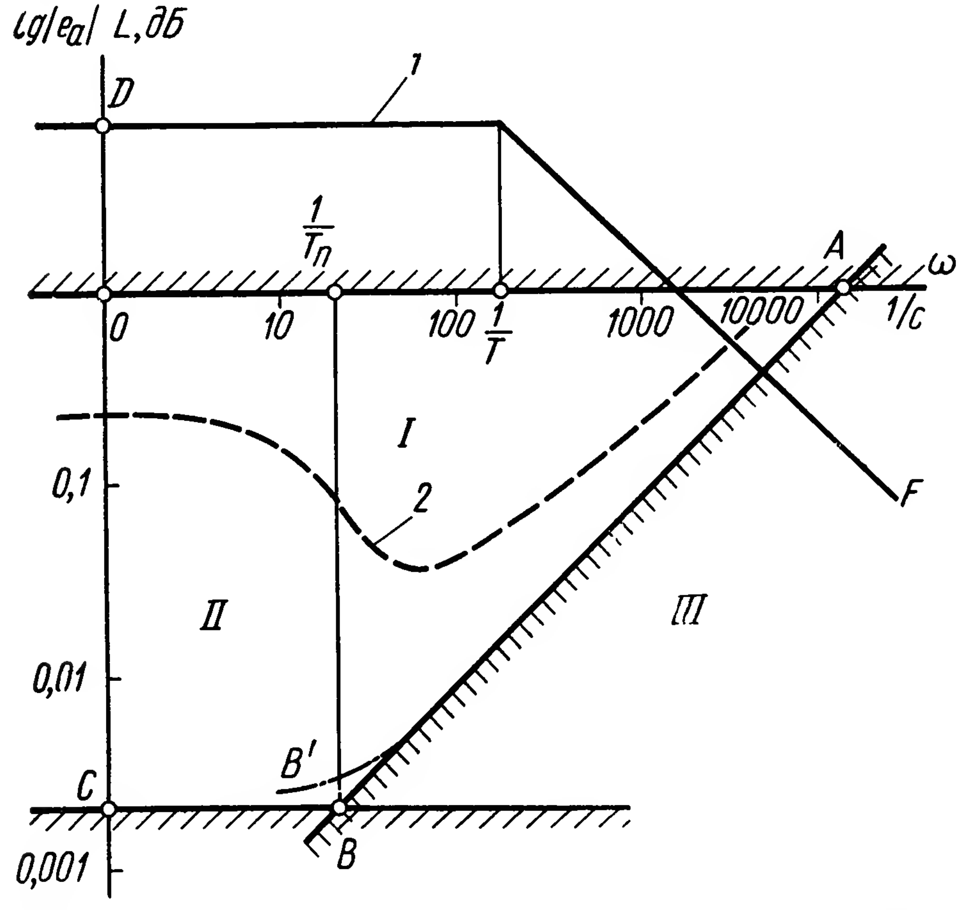


Рис. XIII.23. Частотная характеристика реализуемых диапазонов:

1 — ААХ гидропривода; *2* — значение *e*, при котором прекращается непрерывное движение

На частотной характеристике реализуемых диапазонов (рис. XIII.23) соответствующая граница показана прямой BA, имеющей уклон 1 : 1, причем положение точки B определяется значением частоты $\omega_B = T_п^{-1} = \frac{\tau}{\vartheta}$, а точка A — определяется значением частоты $\omega_A = \frac{\Omega_{хх}}{\vartheta M_т}$. Поэтому второй важной характеристикой силовой части является произведение $\vartheta M_т$ и по мере уменьшения модуля объемной упругости жидкости увеличивается произведение $\vartheta M_т$, соответственно сдвигая ограничительную границу BA на рис. XIII.23 влево.

Существование порогового значения частоты $\omega_{п2}$ является объяснением невозможности получения широкой полосы пропускания частот в силовых частях автоматических приводов, в которых велико значение динамического коэффициента первого порядка в операторе потерь. Это ограничение существует независимо от фильтрующих свойств, обусловленных постоянной времени оператора нагрузки, т. е. инерционностью системы. Именно из-за большого значения ϑ в пневмоприводах ограничена полоса пропускания частот и поэтому они не применяются в качестве исполнительных механизмов непрерывных следящих систем.

Если необходимо использовать точно выражение (XIII.79) вместо приближенного (XIII.82), то прямая AB заменяется штрихпунктирной

AB', а прямая AB должна рассматриваться в качестве ее асимптоты.

При увеличении значения ϑ, например, в процессе эксплуатации из-за увеличения газовоздушной составляющей в рабочей жидкости на 35—40% уменьшается и без того малый диапазон изменения амплитуд управляющего сигнала e_a без возникновения релаксирующих колебаний. При уменьшении значения ϑ этот диапазон соответственно увеличивается.

Поскольку всякое изменение коэффициентов оператора потерь τ и ϑ, обычно имеющее место при эксплуатации силовой части следящей системы, неизбежно, то построение частотной характеристики реализуемых диапазонов, а значит, и диаграммы амплитуд обязательно в процессе проектирования системы. Только в этом случае возможен более полный учет влияния нелинейности типа «сухое трение» на работу системы при передаче малых знакопеременных управляющих сигналов, что имеет особое значение для систем стабилизации, а также для следящих систем, работающих в режиме компенсационного слежения.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Динамика** гидропривода. Под ред. В. Н. Прокофьева. М., «Машиностроение», 288 с.
2. **Кулагин А. В.** и др. Под ред. В. Н. Прокофьева. Основы теории и конструирования объемных гидропередач. М., «Высшая школа», 1968, 400 с.
3. **Прокофьев В. Н.** Влияние деформации жидкости на динамическую характеристику гидропривода. — «Вестник машиностроения», 1973, № 6, с. 37—41.
4. **Прокофьев В. Н., Борисов Б. П.** Параметрические колебания гидропривода. «Известия вузов, Машиностроение», 1974, № 1, с. 68—72.
5. **Прокофьев В. Н., Бор-Раменский А. Е., Захаров Ю. Е.** и др. Расчет электромеханического привода с переменным моментом инерции. «Известия вузов. Машиностроение», 1972, № 4, с. 73—77.
6. **Прокофьев В. Н., Данилов Ю. А., Кандаков Л. А.** и др. Аксиально-поршневой регулируемый гидропривод. М., «Машиностроение», 1969, 496 с.
7. **Прокофьев В. Н., Захаров Ю. Е., Мусатов Е. А.** Автоколебания гидропривода с жестким возбуждением «Известия вузов, Машиностроение», 1974, № 6, с. 72—75.
8. **Прокофьев В. Н., Захаров Ю. Е., Мусатов Е. А.** Влияние кулонова трения на передачу гидроприводом симметричного гармонического сигнала. Труды ВИСХОМ. Вып. № 77. М., ВИСХОМ, 1974, с. 32—48.
9. **Прокофьев В. Н., Калпаков Ю. Т.** Влияние упругости в гидравлической системе на вынужденные гармонические колебания. «Машиностроение», 1970, с. 33—40.

ГЛАВА XIV

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ГИДРАВЛИЧЕСКИХ И ПНЕВМАТИЧЕСКИХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ И СЕРВОМЕХАНИЗМОВ

Наряду с решением задач анализа динамики сервомеханизмов и синтеза их структуры при проектировании силовых исполнительных устройств сервомеханизмов обычно выполняют энергетический расчет. Такой расчет, как правило, является начальным этапом проектирования сервомеханизма. В задачу энергетического расчета входит выбор основных элементов сервомеханизма, определение теплового режима работы силовых исполнительных устройств и оценка диапазонов изменения располагаемых скоростей и ускорений объекта регулирования. Проектирование силовых сервомеханизмов включает также задачу согласования энергетических характеристик исполнительных устройств и источников энергии, при выборе элементов которых создают достаточную энергетическую обеспеченность процессов управления в сервомеханизме.

В настоящей главе даны особенности энергетического расчета наиболее распространенных сервомеханизмов; рассмотрены методы оценки влияния источника энергии ограниченной мощности на переходные процессы исполнительных устройств сервомеханизма; приведена методика определения нагрузочных диаграмм, отражающих взаимосвязь между скоростью движения объекта регулирования и моментом, или усилием исполнительного устройства; показаны приемы выбора механических характеристик сервомеханизма. В главе даны примеры расчета гидравлических исполнительных устройств.

1. ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ С ИСТОЧНИКАМИ ЭНЕРГИИ

Работа силовых исполнительных устройств сервомеханизмов обычно рассматривается в предположении постоянства выходной величины источника энергии, что упрощает анализ решаемых задач и позволяет пользоваться линейными уравнениями. Однако выходная величина источника энергии будет постоянной лишь при использовании источников энергии неограниченной мощности, чего нет на практике. Поэтому возникает взаимовлияние исполнительного устройства и его источника энергии. Оно обязательно должно оцениваться при проек-

тировании сервомеханизмов с источниками энергии ограниченной мощности. При выполнении такой оценки исполнительное устройство рассматривается как замыкающий каскад цепи преобразователей энергии, в котором происходит преобразование энергии, получаемой от источника питания, в механическую форму для управления объектом регулирования.

Если первичный источник энергии непосредственно обслуживает исполнительное устройство, то в цепи преобразователей энергии следует рассматривать два взаимодействующих каскада: источник энергии и исполнительное устройство. В других случаях как исполнительное устройство, так и его источник энергии, например приводной электродвигатель, питаются от подстанции, которая обслуживает ряд энергетических установок и в свою очередь получает энергию от более крупной подстанции и т. д., причем каждый такой каскад преобразования энергии обладает свойством взаимовлияния координат выхода друг на друга.

Модель энергетической части сервомеханизма. В общем случае энергетическая часть сервомеханизма составляется из непрерывных и разветвленных цепей преобразователей энергии, в которых каждый каскад обслуживается аналогичными каскадами. Энергетический расчет сервомеханизма завершается расчетом такой энергетической части. Структура сервомеханизма в целом отличается от структуры его энергетической части дополнительными обратными связями и корректирующими устройствами, которые в настоящей главе не рассматриваются. Следовательно, каждый сервомеханизм, кроме каналов управления, обладает и энергетическими каналами, нуждающимися в расчете из-за того, что точность работы первых зависит от особенностей вторых.

Подавляющее большинство преобразователей энергии разного принципа действия имеют по две координаты входа и выхода: кинематическую и нагрузочную, характеризующие поведение системы как при подаче управляющих сигналов в режиме холостого хода, так и при внешнем возмущающем воздействии, приложенном к объекту регулирования, в режимах работы, близких к заторможенным. Поэтому преобразователи энергии являются двусвязными. Анализ нагрузочных координат имеет особое значение при расчете сервомеханизмов манипуляторов.

Каскады преобразователей энергии имеют одни и те же структуры уравнений связи, отличающиеся лишь числовыми значениями коэффициентов и иногда формой операторов, определяющих взаимовлияние кинематических и нагрузочных координат. Поэтому целесообразно рассматривать особенности взаимодействия каскадов энергетической части, а значит, и оценивать влияние источника энергии на динамические свойства каналов управления сервомеханизма при помощи анализа обобщенных моделей так называемых регулярных преобразователей энергии [9], к которым, в частности, относится и гидропривод.

Ниже приведены обобщенные модели энергетической части сервомеханизмов и даны способы выполнения оценки влияния параметров источников энергии ограниченной мощности на динамические свойства

исполнительных устройств сервомеханизмов как цепей преобразователей энергии.

Главными координатами, связывающими рассматриваемый отдельный каскад с сопряженными каскадами или с объектом регулирования, будут: безразмерный управляющий сигнал $u(t)$, управляемая кинематическая координата выхода $V(t)$, возмущающее воздействие $f(t)$ и нагрузочная координата выхода $r(t)$, причем произведение координат $V(t)$ на $r(t)$ есть мера мощности, развиваемой каскадом. Для гидравлического исполнительного устройства аналогами этих координат будут соответственно $e(t)$ — относительный угол поворота регулирующего органа насоса, $\Omega(t)$ — скорость вала гидромотора, $M_{\text{вн}}(t)$ — внешний возмущающий момент, действующий на объект регулирования, и $\Delta p(t)$ — перепад давлений на гидродвигателе.

Рассматривая непрерывную цепь N каскадов, в которой каждому каскаду с индексом $n = 2, 3, \ldots, N - 1$ соответствуют одни и те же рекуррентные уравнения связи обобщенных координат входов $u_n(t)$ и $f_n(t)$ и выходов $V_n(t)$ и $r_n(t)$, можно получить аппарат для решения многих задач, связанных с энергетическими особенностями автоматических систем управления:

$$V_n(t) + Y_n(D)\, r_n(t) = k_n V_{n-1}(t)\, u_n(t) \equiv \vartheta_n(t); \qquad \text{(XIV.1)}$$

$$r_n(t) - Z_n(D)\, V_n(t) = q_{n+1} r_{n+1}(t)\, u_{n+1}(t) + f_n(t) \equiv R_{n+1}(t) + f_n(t), \qquad \text{(XIV.2)}$$

где $Z_n(D) = H_n + J_n D$ — оператор нагрузки;

$Y_n(D)$ — оператор потерь, который может иметь разные формы для различных по принципу действия преобразователей энергии (гидропривод, асинхронный электродвигатель, приводной электродвигатель постоянного тока, двигатель внутреннего сгорания, газотурбинный двигатель и т. п.);

k_n и q_n — коэффициенты соответствия размерностей.

Вспомогательные координаты $\vartheta_n(t) = k_n V_{n-1}(t) u_n(t)$ и $R_{n+1}(t) = q_{n+1} r_{n+1}(t) u_{n+1}(t)$ характеризуют соответственно влияние изменений координаты выхода источников энергии на эквивалентный управляющий сигнал $\vartheta_n(t)$ и определяют нагружение источников энергии $R_{n+1}(t)$ со стороны энергетически обслуживаемых каскадов.

Рассматриваемая цепь (рис. XIV.1) представляет собой нелинейную систему связанного регулирования с N взаимодействующими каналами, структура которой имеет $2(N - 1)$ элементов перемножения сигналов. В простейшем случае при $N = 2$ такая цепь (предельная цепь) соответствует, например, электромашинным или гидравлическим силовым приводам, обслуживаемым приводными двигателями любого типа при работе от сети с постоянными параметрами. При источнике энергии ограниченной мощности, особенно в автономных энергетических системах, число взаимодействующих каскадов увеличивается до $N = 3 \div 5$.

Исходный каскад цепи $n = 1$ будет первичным источником энергии, в котором влияние предшествующего каскада отсутствует, и поэтому $V_{(n-1)0} = V_0 = \text{const}$, а для каскада $n = N$ член $q_{n+1} r_{n+1}(t) u_{n+1}(t) = 0$, поскольку этот каскад, соответствующий исполнительному устройству

сервомеханизма, замыкает цепь, а его нагружение ограничивается только возмущающим воздействием. Можно показать, что результат анализа взаимодействия любых двух сопряженных каскадов цепи, содержащей большее число звеньев, может рассматриваться в качестве первого приближения оценки исследуемой цепи в целом. Поэтому настоящее исследование ограничивается рассмотрением взаимовлияния при переходных процессах только в двух каскадах цепи: исполнительном устройстве и в каскаде, непосредственно сопряженном с ним, т. е. в цепи предельного вида.

Дифференциальные уравнения цепи предельного вида ($N = 2$)

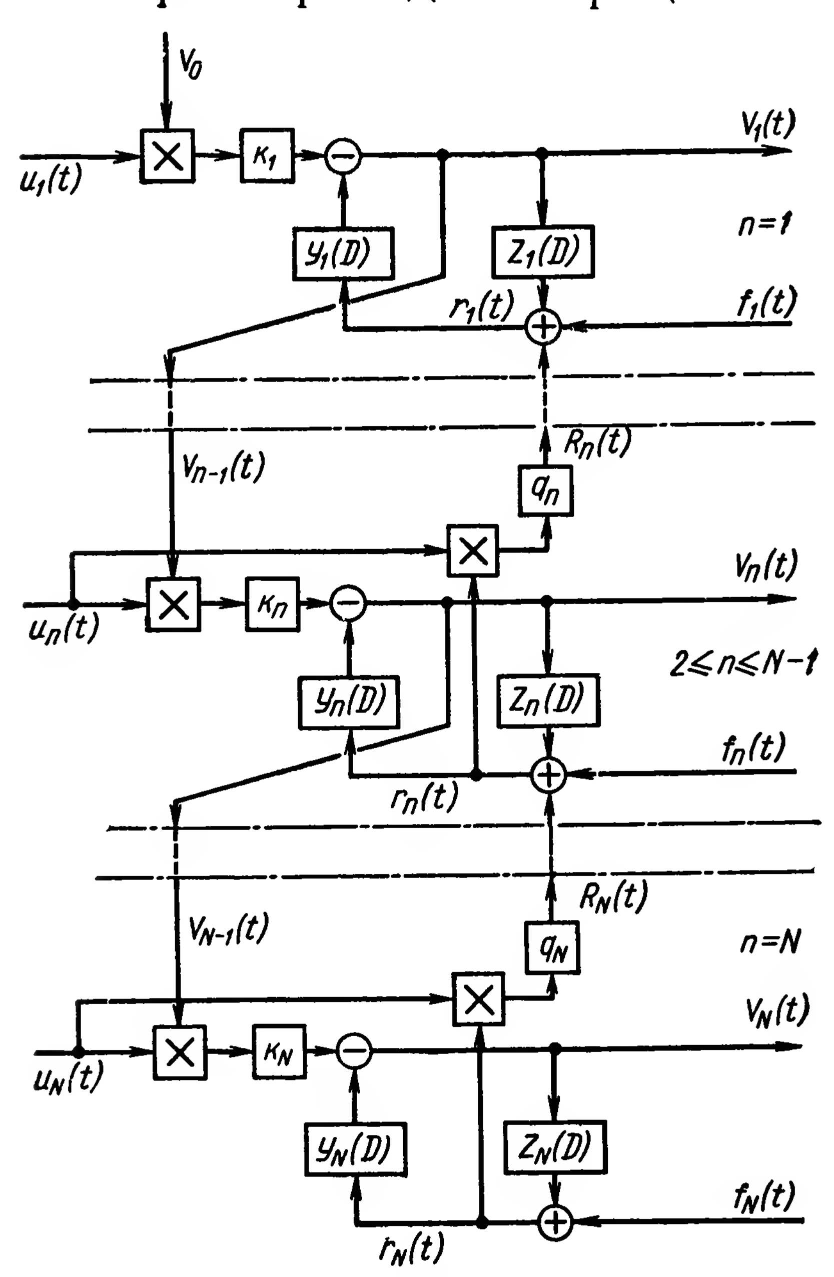


Рис. XIV.1. Структурная схема последовательно соединенных каскадов преобразователей энергии

☒ — символ перемножения сигналов

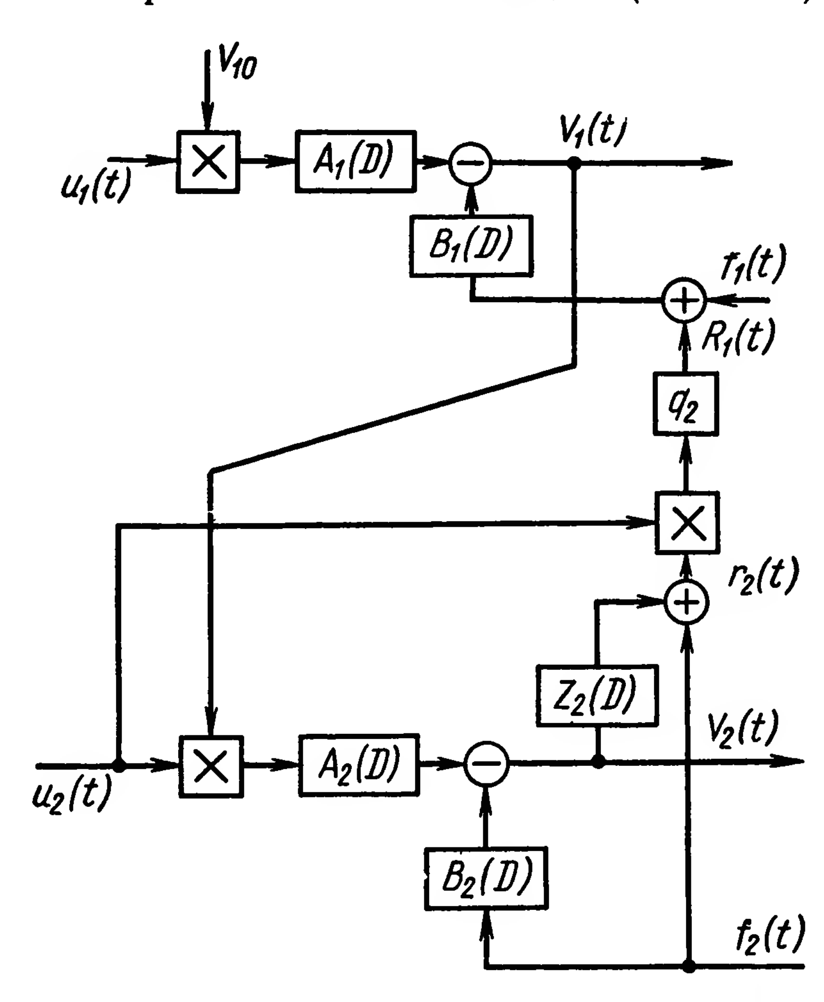


Рис. XIV.2. Структурная схема исполнительного устройства и его источника энергии как цепи предельного вида.

получаются при исключении одной из координат выхода из уравнений (XIV.1), (XIV.2). Для оценки влияния параметров источника энергии на кинематическую координату выхода исполнительного устройства $V_2(t)$, исключая из равенств (XIV.1), (XIV.2) координату $r_n(t)$, найдем:

для исполнительного устройства

$$\mathfrak{M}_2(D)\, V_2(t) = k_2 V_1(t)\, u_2(t) - Y_2(D)\, f_2(t), \qquad \text{(XIV.3)}$$

для источника энергии

$$\mathfrak{M}_1(D)\, V_1(t) = k_1 V_0 u_1(t) - Y_1(D)\,[q_2 r_2(t)\, u_2(t) + f_1(t)], \qquad \text{(XIV.4)}$$

где собственные операторы каскадов при изолированном рассмотрении $\mathfrak{M}_n(D) = 1 + Y_n(D)\, Z_n(D)$, $n = 1, 2$.

Структурная схема исполнительного устройства и его источника энергии как цепи предельного вида приведена на рис. XIV.2.

Из уравнений (XIV.3), (XIV.4) и структурной схемы, показанной на рис. XIV.2, следует, что исполнительное устройство с учетом источника энергии ограниченной мощности является нелинейной системой, поскольку коэффициенты уравнений являются функциями координат и изменяются в процессе работы. В уравнении (XIV.3) в качестве переменного коэффициента может рассматриваться переменная $V_1(t)$, значение которой зависит от режима работы источника энергии, а значит, и исполнительного устройства сервомеханизма, так как исполнительное устройство нагружает источник энергии. Аналогично этому в уравнении (XIV.4) в качестве такого переменного

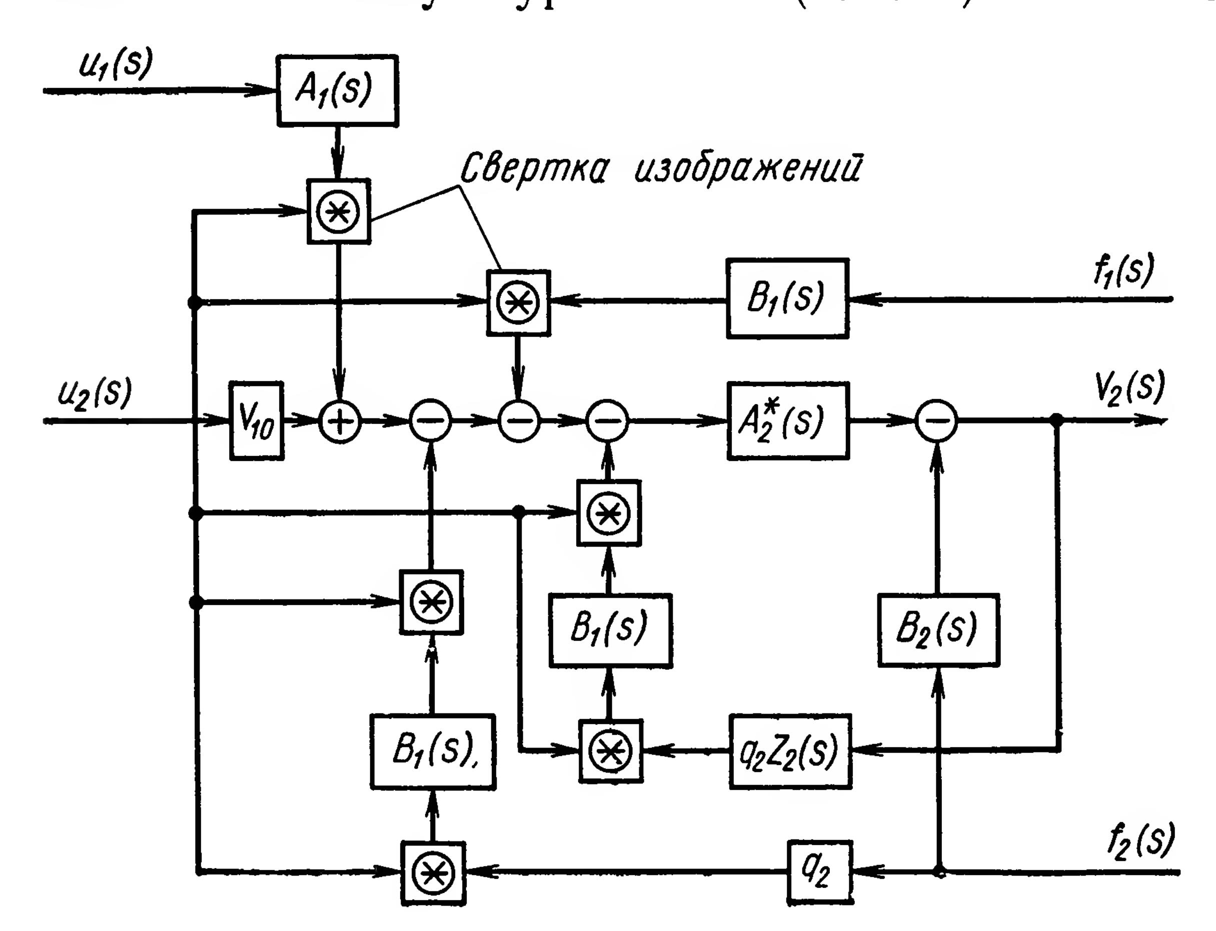


Рис. XIV.3. Алгоритм формирования изображения координаты выхода исполнительного устройства

⊛ — символ свертки изображений

коэффициента может рассматриваться переменная $u_2(t)$, определяемая характером управляющего сигнала исполнительного устройства.

Затем систему уравнений (XIV.3), (XIV.4) исследуют в области изображений по Лапласу частотным методом с использованием интеграла свертки изображений, эффективно применяемым в теории нестационарных систем [11].

Передаточные функции исполнительного устройства. После преобразования уравнений (XIV.3), (XIV.4) по Лапласу при нулевых начальных условиях выявляется изображение координаты $V_2(t)$ исполнительного устройства:

$$V_2(s) = A_2(s)\,u_2(s) + A_2^*(s)\,[u_2(s) * A_1(s)\,u_1(s)] -$$
$$- A_2^*(s)\,\{u_2(s) * B_1(s)\,[u_2(s) * q_2 z_2(s)\ V_2(s)]\} - B_2(s)\,f_2(s) -$$
$$- A_2^*(s)\,[u_2(s) * B_1(s)\,f_1(s)] - A_2^*(s)\,\{u_2(s) * B_1(s)\,[u_2(s) * q_2 f_2(s)]\}, \quad \text{(XIV.5)}$$

где «*» — знак свертки изображений; $A_2^*(s) = V_{10}^{-1} A_2(s)$. Передаточные функции изолированных каскадов будут иметь вид

$$A_n(s) = \frac{V_n(s)}{u_n(s)} = \frac{V_{(n-1)0} k_n}{\mathfrak{M}_n(s)}, \quad B_n(s) = \frac{V_n(s)}{f_n(s)} = \frac{Y_n(s)}{\mathfrak{M}_n(s)}. \quad \text{(XIV.6)}$$

Алгоритм образования изображения $V_2(s)$ показан структурной схемой на рис. XIV.3.

Первые три слагаемых правой части выражения для $V_2(s)$ оценивают эффекты процесса управления соответственно: исполнительного устройства с источником энергии неограниченной мощности, воздействия на выход исполнительного устройства управляющего сигнала источника энергии и влияние ограничения мощности источника энергии. Последние три слагаемых служат аналогичными мерами влияния возмущающих воздействий.

Выражение (XIV.5) позволяет исследовать особенности динамики исполнительных устройств с источниками энергии ограниченной мощности. В этом случае наибольший интерес представляют слагаемые правой части, содержащие двукратную свертку изображений. Это же уравнение позволяет решать задачи исследования некоторых сервомеханизмов со специальными источниками энергии, например при дополнительном управлении источником энергии для улучшения процессов управления в сервомеханизмах или при использовании в качестве источника энергии другого, более мощного устройства с переменными координатами выхода, которое предназначено для управления собственного объекта регулирования. В качестве примера можно указать на приводы постоянной скорости для самолетных генераторов постоянного тока. Кроме того, самостоятельное значение имеют исследования влияния возмущающих воздействий на динамику исполнительного устройства с источником энергии ограниченной мощности.

Далее в качестве примера приведем решение интегрального уравнения (XIV.5) для исполнительного устройства с нерегулируемым ($u_1(t) = 1$) источником энергии ограниченной мощности при $f_1(s) = 0$ и $f_2(s) = 0$.

В этом случае из интегрального уравнения (XIV.5) найдем уравнение

$$V_2(s) = A_2(s)\,u_2(s) - A_2^*(s)\,\{u_2(s) * B_1(s)[u_2(s) * q_2 Z_2(s)\,V_2(s)]\}, \quad \text{(XIV.7)}$$

которое решается методом приближений. Подстановка любого приближения в правую часть уравнения позволяет получить последующее приближение.

Решение уравнения (XIV.7) в области изображений при типовом ступенчатом управляющем сигнале $u_2(s) = u_{2a}/s$ приведено в работе [9]. При нулевом приближении $V_2^{(0)}(s) = A_2(s)u_2(s)$, первое приближение будет $V_2^{(1)}(s) = V_2^{(0)}(s) - \Phi(s)\,V_2^{(0)}(s)$, а полная последовательность приближений сходится к точному решению

$$V_2(s) = \left[1 + \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^m\,\Phi^m(s)\right] V_2^{(0)}(s) = \frac{V_2^{(0)}(s)}{1 + \Phi(s)}, \quad \text{(XIV.8)}$$

причем оператор $\Phi(s)$ при ступенчатом управляющем сигнале имеет вид

$$\Phi(s) = u_{2a}^2 B_1(s)\,C_2^*(s), \quad \text{(XIV.9)}$$

где

$$C_2^*(s) = k_2 q_2 \frac{Z_2(s)}{\mathfrak{M}_2(s)}.$$

Выражение (XIV.8) дает возможность получить передаточную функцию исполнительного устройства при ступенчатом сигнале на его входе, учитывающую свойства источника энергии ограниченной мощности:

$$\frac{V_2(s)}{u_2(s)} = \frac{A_2(s)}{1+\Phi(s)}. \qquad \text{(XIV.10)}$$

Типовые формы частотных характеристик, соответствующих выражениям (XIV.10), (XIV.9) и (XIV.6) приведены на рис. XIV.4. Выражение (XIV.10) показывает, что учет влияния ограничения мощности источника энергии на передаточную функцию исполнительного устройства сервомеханизма сводится к умножению передаточной функции изолированного исполнительного устройства $A_2(s)$ на функцию

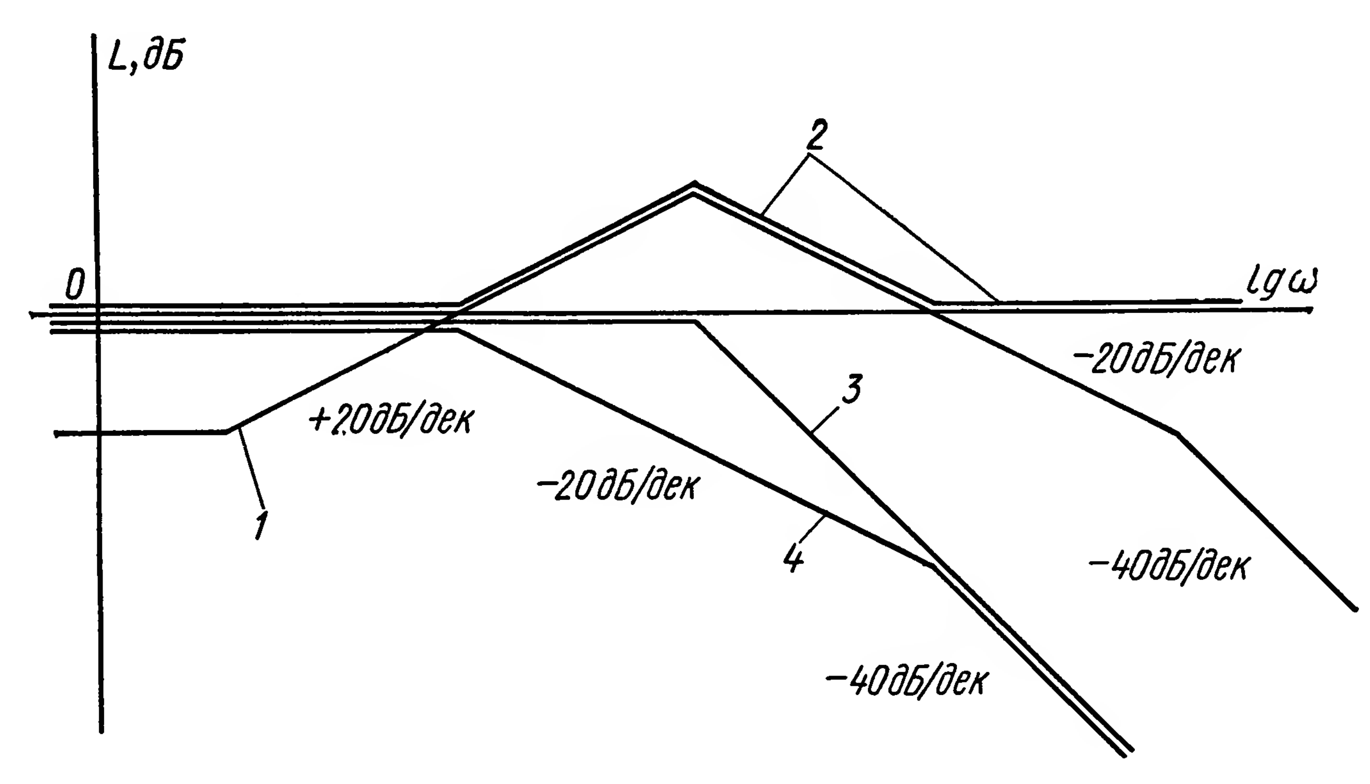


Рис. XIV.4. Типовые формы логарифмических амплитудных частотных характеристик исполнительного устройства, описываемых передаточными функциями:

кривая *1* — $L\,|\,\Phi(j\omega)\,|$; кривая *2* — $L\,|\,1+\Phi(j\omega)\,|$; кривая *3* — $L\,|\,A^*(j\omega)\,|$; кривая *4* — $L\,|\,A^*(j\omega)\,/\,[1+\Phi(j\omega)]|$

$[1+\Phi(s)]^{-1}$, где $\Phi(s)$ для ступенчатого управляющего сигнала исполнительного устройства конкретизируется выражением (XIV.9).

Рассмотрим пример исследования переходных процессов в исполнительном гидравлическом устройстве.

Пример XIV.1. Выберем для расчета гидропривод, составленный из регулируемого насоса ПД № 2,5, асинхронного приводного электродвигателя АО-61-2, номинальная мощность которого 15 кВт, и нерегулируемого исполнительного гидродвигателя ПМ № 2,5 А. Применим операторы в виде: $Y_n(s) = \tau_n$, $Z_n(s) = J_n s$, $n = 1,2$. Значения параметров $\tau_1 = 1{,}71$ и $\tau_2 = 0{,}412$ рад/кгс·м·с, $J_1 = 0{,}0069$, $J_2 = 0{,}0178$ кгс·м·с^2, а $k_2 = q_2 = 0{,}5$ (характерный объем гидромотора — 10,2 см^3/рад — вдвое больше, чем у насоса — 5,1 см^3/рад, т. е. гидравлическая редукция равна 0,5).

Изменение скорости гидродвигателя при ступенчатом входном сигнале определяется выражением (XIV.8), для использования которого конкретизируются передаточные функции

$$A_2(s) = \frac{V_{10}k_2}{1+\tau_2 J_2 s}, \quad B_2(s) = \frac{\tau_2}{1+\tau_2 J_2 s}, \quad C_2^*(s) = \frac{q_2 k_2 J_2 s}{1+\tau_2 J_2 s}.$$

Применив запись изображения управляющего сигнала гидропривода $u_2(s) = u_{2a}/s$, получим изменение скорости в изображениях

$$V_2(s) = \frac{V_{10}k_2(1+\tau_1 J_1 s)}{(1+\tau_1 J_1 s)(1+\tau_2 J_2 s)+k_V \tau_1 J_2 s} \cdot \frac{u_{2a}}{s},$$

где $k_V = u_{2a}^2 q_2 k_2$. Наибольший эффект влияния приводного электродвигателя на скорость гидродвигателя будет при $u_{2a} = 1$, поэтому при заданных значениях параметров

$$V_2(s) = \frac{0{,}5V_{10}(1+0{,}0118s)}{(1+0{,}0229s)(1+0{,}00377s)} \cdot \frac{1}{s},$$

откуда, переходя к оригиналу, получим

$$V_2(t) = 0{,}5V_{10}(1-0{,}58e^{-43{,}7t}-0{,}42e^{-265{,}3t}).$$

Выявленный переходной процесс гидропривода с учетом влияния свойств приводного электродвигателя отличается от аналогичного переходного процесса гидропривода с постоянной угловой скоростью вращения вала насоса.

Можно сказать, что общая длительность процесса $V_2(t)$ увеличивается при учете параметров приводного электродвигателя практически в 3 раза и составляет около 0,07 с.

В приведенном примере не учитывается эффект локальных нелинейностей собственно гидропривода и его приводного электродвигателя, например ограничение предельного давления, что может быть существенным при больших входных сигналах гидропривода. При этом полученные результаты дают предельную оценку степени взаимного влияния гидропривода и его приводного электродвигателя.

Выбор параметров источника энергии. Аналогичными приемами определяют передаточные функции для других координат системы источник энергии — исполнительное устройство. Например, для координат выхода источника энергии передаточные функции будут:

$$W_V(s) = \frac{V_1(s)}{u_2(s)} = -\frac{u_{2a}V_{10}B_1 sC^*{}_2(s)}{1+\Phi(s)};\quad W_r(s) = \frac{r_1(s)}{u_2(s)} = -W_V(s)\,Y_1^{-1}(s). \quad \text{(XIV.11)}$$

При выборе источника энергии применительно к заданному силовому исполнительному устройству решается задача о выборе операторов $Y_1(s)$ и $Z_1(s)$ при неизменных операторах $Y_2(s)$ и $Z_2(s)$, поскольку изменение первых двух операторов меняет передаточные функции (XIV.11). Так, если $|Z_1(j\omega)| \to \infty$ и $|Y_1(j\omega)| \to \infty$, то $|W_V(j\omega)| \to 0$, кроме того, при $|Z_1(j\omega)| \to \infty$ и $|Y_1(j\omega)| \to \infty$ применительно ко второй координате выхода $|W_r(j\omega)| \to 0$. Поэтому целесообразна оптимизация выбором оператора $Y_1(s)$, поскольку по отношению к оператору нагрузки $Z_1(s)$ система становится оптимальной в предельном случае, когда $|Z_1(j\omega)| \to \infty$.

Используя выражение (XIV.11) в формах $V_1(s) = W_V(s)u_2(s)$ и $r_1(s) = W_r(s)u_2(s)$, можно каноническими приемами получить частные интегральные квадратичные оценки

$$I_V = \int_0^\infty V_1^2(t)\,dt \quad \text{и} \quad I_r = \int_0^\infty r_1^2(t)\,dt. \quad \text{(XIV.12)}$$

Тогда мерами динамической точности и развиваемой мощности источника энергии будут нормированные и усредненные на время переходного процесса относительные величины:

$$\Delta_V = \frac{I_V}{T_{\text{п}} V_{10}^2} \quad \text{и} \quad \Delta_r = \frac{I_r Y_2^2(0)}{T_{\text{п}} V_{10}^2 k_2^2 q_2^2}, \qquad \text{(XIV.13)}$$

где $T_{\text{п}} \approx 3T_1$ — оценка длительности переходного процесса,

T_1 — постоянная времени, определяемая наименьшим собственным числом характеристического уравнения системы исполнительное устройство — источник энергии

$$1 + B_1(s)\, C_2^*(s)\, u_{2a}^2 = 0, \qquad \text{(XIV.14)}$$

а $k_2 V_{10}/Y_2(0)$ — предельное значение координаты $r_2(t)$, возникающее при работе исполнительного устройства в заторможенном режиме.

Сумма частных оценок (XIV.12) дает критерий взаимодействия сопряженных каскадов Δ, а его минимум соответствует системе с наименьшими отклонениями координат $V_1(t)$ и $r_1(t)$ при ступенчатом сигнале на управляющем входе исполнительного устройства, причем

$$\Delta = \frac{1}{V_{10}^2 T_{\text{п}}} \int\limits_0^{T_{\text{п}}} V_1^2(t)\, dt + \frac{Y_2^2(0)}{V_{10}^2 T_{\text{п}} q_2^2 k_2^2} \int\limits_0^{T_{\text{п}}} r_1^2(t)\, dt \to 0. \qquad \text{(XIV.15)}$$

Первое слагаемое есть мера точности источника энергии (отношение среднего квадрата ошибки координаты выхода к квадрату ее значения на режиме холостого хода, когда $r_1(t) = 0$ при $u_1(t) = 1$, а второе — мера мощности источника энергии (отношение среднего квадрата нагрузочной координаты источника энергии $r_1(t)$ к квадрату его предельного значения, развиваемого при работе исполнительного устройства в заторможенном режиме, когда $V_2(t) = 0$ при $u_2(t) = 1$).

Синтез оптимальной цепи преобразователей энергии в соответствии с рассмотренным критерием (XIV.15) означает оптимизацию управления изолированным исполнительным устройством и оптимизацию характеристик источников энергии по их динамической точности и нагрузочной координате выхода при ступенчатом управляющем сигнале на входе исполнительного устройства.

Пример синтеза оптимального в указанном смысле источника энергии рассмотрен в работе [4] для гидравлического исполнительного устройства. В соответствии с условиями примера выявлена особенность проектирования такой системы, заключающаяся в том, что для получения оптимального источника энергии необходимо использовать приводной двигатель на искусственной механической характеристике, для которой жесткость должна быть понижена по сравнению с естественной механической характеристикой. Рассмотрим пример использования выражений (XIV.11) для определения изменения координаты выхода источника энергии $V_1(t)$ в переходном процессе при подаче на вход исполнительного устройства ступенчатого управляющего сигнала.

Пример XIV.2. Определим изменение скорости приводного электродвигателя гидропривода, параметры которого приведены в примере XIV.1, при ступенчатом управляющем сигнале $u_2(s) = u_{2a}/s$ максимальной величины, т. е. при $u_{2a} = 1$.

Изменение скорости приводного электродвигателя при подаче ступенчатого входного сигнала на гидропривод определяется передаточной функцией $W_V(s)$ (XIV.11), для использования которой применяются передаточные функции $B_1(s)$ и $C_2^*(s)$, конкретизированные в примере XIV.1. Поскольку выражение (XIV.11) записано для отклонений переменной $V_1(t)$ от значения V_{10}, то при $u_2(s) = u_{2a}/s$ изображение изменения скорости приводного электродвигателя будет

$$V_1(s) = -\frac{V_{10}k_2\tau_1 J_2 s}{(1+\tau_1 J_1 s)(1+\tau_2 J_2 s)+k_V\tau_1 J_2 s}\cdot\frac{1}{s},$$

где $k_V = u_{2a}^2 q_2 k_2$.

Эффект влияния исполнительного устройства на изменение скорости приводного электродвигателя будет наибольшим при $u_{2a} = 1$. Поэтому при значениях коэффициентов и постоянных времени, приведенных в примере XIV.1, из последнего выражения найдем

$$V_1(s) = -0{,}0076V_{10}/(1+0{,}0229s)(1+0{,}00377s),$$

откуда

$$V_1(t) = -0{,}39V_{10}(e^{-43{,}7t} - e^{-265{,}3t}).$$

Можно показать, что при этом просадка выходной координаты источника энергии — приводного электродвигателя в момент времени $t = 0{,}007$ с будет наибольшей и составит $-0{,}204\ V_{10}$, а общая длительность переходного процесса будет около 0,07 с.

Влияние возмущающих воздействий. Внешние возмущения дают добавочные движения на выходах обоих сопряженных каскадов, а их учет требует корректировки результатов предшествующего анализа. Дополнительная часть изображения $V_2(s)$, зависящая от возмущающих воздействий в соответствии с уравнением (XIV.5) имеет вид

$$V_2'(s) = -B_2(s)f_2(s) - A_2^*(s)[u_2(s) * B_1(s)\{u_2(s) * [q_2Z_2(s)\ V_2'(s) + q_2f_2(s)]\} - A_2^*(s)[u_2(s) * B_1(s)f_1(s)]. \qquad \text{(XIV.16)}$$

Слагаемые правой части этого выражения оценивают соответственно изменение координаты выхода исполнительного устройства с источником энергии неограниченной мощности, эффект ограничения мощности источника энергии и влияние возмущающего воздействия $f_1(t)$ на выход исполнительного устройства. Поскольку при $u_2(s) = 0$ все члены равенства (XIV.16), кроме первого, обращаются в нуль, то в рассматриваемой системе особенности эффекта возмущающих воздействий, возникающие из-за влияния источника энергии, проявляются только при одновременном изменении управляющего сигнала исполнительного устройства.

Аналогично нахождению из уравнения (XIV.7) выражений типа (XIV.10) можно из равенства (XIV.16) получить передаточную функцию системы по возмущающему воздействию:

$$\frac{V_2'(s)}{f_2(s)} = -\frac{B_2(s)+u_{2a}^2q_2A_2^*(s)B_1(s)}{1+\Phi(s)}. \qquad \text{(XIV.17)}$$

Также при $u_2(s) = u_{2a}/s$ могут быть получены передаточные функции:

$$\frac{V_2(s)}{u_1(s)} = \frac{u_{2a}A_2^*(s)A_1(s)}{1+\Phi(s)}; \qquad \text{(XIV.18)}$$

$$\frac{V_2(s)}{f_1(s)} = -\frac{u_{2a}A_2^*(s)B_1(s)}{1+\Phi(s)}, \qquad \text{(XIV.19)}$$

которые совместно с передаточными функциями (XIV.10), (XIV.11) и (XIV.17) позволяют выполнять достаточно полный анализ взаимовлияния исполнительного устройства и его источника энергии как сопряженных каскадов двусвязных преобразователей энергии.

В заключение укажем, что решение методом свертки исходных нелинейных уравнений (XIV.1), (XIV.2) рассматриваемой системы при моногармоническом входном сигнале исполнительного устройства приведено в работе [10]. Такое решение позволяет получить частотные характеристики исполнительного механизма с учетом влияния источника энергии ограниченной мощности и сопоставить их степень взаимного влияния при разных формах управляющего сигнала исполнительного устройства.

2. МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГИДРАВЛИЧЕСКОГО ПРИВОДА

Наиболее полное представление об энергетических возможностях гидравлического привода дают его механические характеристики. Механическая характеристика показывает зависимость установившейся скорости на выходе привода от приложенной к нему нагрузки при постоянном значении входной координаты привода. Механическая характеристика определяется свойствами силовых элементов привода.

Под входной координатой привода применительно к гидравлическому приводу понимается смещение x золотника, угол α поворота струйной трубки, перемещение h заслонки от нейтрального положения, угол γ поворота люльки или для электрогидравлического привода пропорциональный им в статике входной электрический сигнал u. Наряду с абсолютным значением входной координаты используется также безразмерная относительная координата, например $x^* = \frac{x}{x_{max}}$, изменяющаяся в пределах от $+1$ до -1.

Гидравлический привод имеет семейство механических характеристик, каждая из которых соответствует лишь одному из множества фиксированных значений входной координаты. Семейство механических характеристик ограничивается двумя предельными характеристиками ($x^* = 1$ и $x^* = -1$), которые обычно и рассматриваются при энергетическом расчете.

В общем случае семейство механических характеристик для гидравлического привода вращательного движения может быть представлено в виде

$$\Omega = x^* \Omega_{xx} + \beta M, \qquad (XIV.20)$$

где Ω — угловая скорость выходного вала гидродвигателя;
Ω_{xx} — скорость гидродвигателя при холостом ходе;
x^* — относительная входная координата привода;
M — момент, обусловленный нагрузкой на привод;
$\beta = \frac{\partial \Omega}{\partial M}$ — коэффициент наклона (или эластичность) механической характеристики привода (обычно $\beta < 0$).

Выражение (XIV.20) справедливо при

$$\frac{\partial x^*}{\partial t}\equiv 0;\quad \frac{\partial \Omega}{\partial t}\equiv 0;\quad M_п \geqslant M \geqslant -M_п,$$

где

$M_п$ — максимальный момент, развиваемый приводом, называемый также пусковым, или тормозным моментом, который имеет место при $\Omega = 0$, $x^* = \pm 1$.

Параметр β, характеризующий общее изменение скорости привода под нагрузкой, может быть записан в виде суммы:

$$\beta = \beta_у + \beta_{гд}, \qquad (XIV.21)$$

где $\beta_у$ — коэффициент наклона механической характеристики управляющей части привода (насоса переменной производительности или дроссельного гидроусилителя), приведенный к валу гидродвигателя и равный

$$\beta_у = \frac{\partial Q}{\partial \Delta p}\cdot\frac{1}{q^2}; \qquad (XIV.22)$$

здесь $\frac{\partial Q}{\partial \Delta p}$ — изменение расхода Q, подаваемого к гидродвигателю, под действием перепада давлений Δp, характеризующего нагрузку на гидродвигатель с удельной подачей q на один радиан поворота его вала;

$\beta_{гд}$ — коэффициент наклона механической характеристики гидродвигателя;

$$\beta_{гд} = -\frac{k_у}{q^2}, \qquad (XIV.23)$$

где $k_у$ — коэффициент утечек, характеризующий герметичность гидродвигателя.

В приводе с объемным управлением коэффициент $\beta_у$ определяется герметичностью регулируемого насоса и изменением скорости приводного электродвигателя под нагрузкой.

В гидравлическом приводе с дроссельным управлением вид механических характеристик определяется в основном дроссельным гидроусилителем. Для системы с постоянным давлением p_0 питания на входе в гидроусилитель коэффициент $\beta_у$ наклона механической характеристики гидроусилителя можно найти на основании уравнения расхода, подаваемого к гидродвигателю в установившемся режиме движения с постоянной скоростью и нагрузкой:

$$Q = x^* Q_{хх}\sqrt{1-\frac{\Delta p}{p_0}} - k_{у\,гу}\,\Delta p, \qquad (XIV.24)$$

где $Q_{хх}$ — расход на выходе гидроусилителя, соответствующий холостому ходу гидродвигателя;

$k_{у\,гу}$ — коэффициент утечек гидроусилителя.

Взяв производную $\frac{\partial Q}{\partial \Delta p}$, найдем

$$\beta_у = -\frac{1}{q^2}\left(\frac{x^* Q_{хх}}{2p_0\sqrt{1-\frac{\Delta p}{p_0}}} + k_{у\,гу}\right) = -\frac{x^*\Omega_{хх}}{2M_п\sqrt{1-\frac{M}{M_п}}} - \frac{k_{у\,гу}}{q^2}. \qquad (XIV.25)$$

На рис. XIV.5 показаны типовые механические характеристики двух гидравлических приводов (кривые *1*, *2*): с дроссельным управлением ($p_0 = \text{const}$) и с объемным управлением. Пусковые моменты и скорости холостого хода у обоих приводов одинаковы. Там же приведены зависимости выходной мощности приводов от нагрузки на них (кривые *3*, *4*). Для привода с объемным управлением зависимость развиваемой приводом мощности от момента, называемой также располагаемой мощностью, определяется формулой

$$N_{р} = \Omega M = M[\Omega_{хх} + M(\beta_{гд} + \beta_{у})]. \qquad (XIV.26)$$

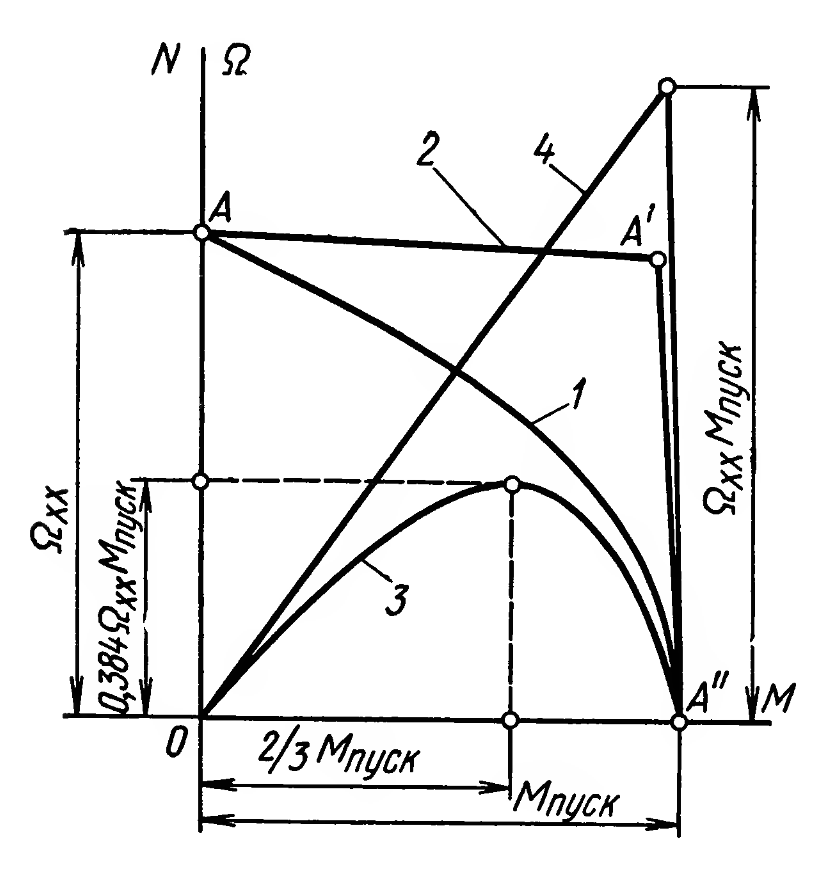


Рис. XIV.5. Энергетические характеристики гидроприводов:

1, *2* — механические характеристики для дроссельного и объемного управления; *3*, *4* — характеристики располагаемой мощности для дроссельного и объемного управления

Максимум мощности имеет место при значении момента, соответствующем началу срабатывания предохранительных клапанов. Если учесть высокий к. п. д. гидравлического привода с объемным управлением (участок A—A' механической характеристики почти горизонтален) и большую крутизну нисходящего участка характеристики (участок A'—A'' почти вертикален), то при энергетическом расчете привода этого типа можно принять максимальную располагаемую мощность

$$N_{р\,max} = \Omega_{хх} M_{п}. \qquad (XIV.27)$$

Номинальная мощность, развиваемая приводом без перегрева при длительных режимах работы, связана с максимальной мощностью соотношением

$$N_{р.\,ном} \approx \frac{2}{3} N_{р\,max}.$$

Для гидравлического привода с дроссельным управлением располагаемая мощность, соответствующая работе привода на предельной механической характеристике, определяется зависимостью

$$N_{р} = \Omega_{хх} M \sqrt{1 - \frac{M}{M_{п}}} + (\beta_{гд} + \beta_{у}) M^2. \qquad (XIV.28)$$

Если пренебречь изменением скорости из-за утечек в гидродвигателе и гидроусилителе, что допустимо при максимальных открытиях золотника, то максимум мощности имеет место при $M = {}^2/_3\, M_{п}$, т. е.

$$N_{р\,max} = 0{,}384 \Omega_{хх} M_{п}. \qquad (XIV.29)$$

Аналогичные зависимости справедливы и для привода с поступательным движением, если в формулах (XIV.24) — (XIV.29) угловую скорость Ω заменить линейной скоростью v, момент M — силой R и удельную подачу q — эффективной площадью поршня F.

3. НАГРУЗОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Нагрузка на гидравлический привод в общем случае представляет собой случайную функцию времени и ряда других переменных, характеризующих условия работы привода, и может быть записана в виде суммы двух составляющих. Первая из них представляет собой функцию выходной координаты привода или координаты объекта и ее производных. Сюда относятся моменты или силы от несбалансированных масс, пружинные нагрузки или так называемые шарнирные моменты, сухое и вязкое трение, нагрузки типа вентиляторного момента, инерционная нагрузка. Перечисленные нагрузки возникают не только из-за движения присоединенного к приводу объекта управления с кинематическим передаточным механизмом, но и из-за движения самого гидродвигателя и рабочей жидкости.

Последнее обстоятельство определяет потери энергии на собственное движение привода. В ряде случаев гидродвигатель наряду с движением, заданным управляющим сигналом, в силу своих конструктивных особенностей генерирует паразитные движения, которые приводят к дополнительным потерям энергии (например, пульсация скорости аксиально-поршневого гидромотора, возникающая из-за ограниченного количества поршней и наличия кардана между блоком цилиндров и выходным валом).

Вторая составляющая передается на привод в результате воздействия внешних, чаще всего случайных, силовых возмущений на объект управления или в результате изменения в процессе функционирования объекта его некоторых параметров: массы или момента инерции, трения и т. д.

Для оценки мощности, необходимой для перемещения объекта или его регулирующего органа, и для сравнения ее с располагаемой мощностью используются нагрузочные характеристики, отражающие взаимосвязь между скоростью движения объекта и соответствующим этой скорости моментом или усилием.

На рис. XIV.6 приведены типовые нагрузочные характеристики некоторых видов нагрузок, относящихся к первой группе. Режиму движения с постоянной скоростью при постоянной нагрузке соответствует фиксированная точка (например, точка *A* на рис. XIV.6, *а*).

Сухое трение обычно представляется в виде

$$M = M_{с\,тр} \operatorname{sign} \Omega, \qquad \text{(XIV.30)}$$

где $M_{стр}$ — постоянная или возрастающая при уменьшении скорости величина (рис. XIV.6, *а*).

На рис. XIV. 6, *б* показаны нагрузочные характеристики, определяемые зависимостью

$$M = k\Omega^{\varkappa} \operatorname{sign} \Omega, \qquad \text{(XIV.31)}$$

где k — коэффициент пропорциональности;

$\varkappa$ — показатель степени при скорости Ω.

В частном случае при $\varkappa = 1$ имеет место вязкое трение, при $\varkappa = 2$ — квадратичное сопротивление, или так называемый вентиляторный

момент. В других конкретных случаях возможны иные, в том числе и дробные значения показателя $\varkappa$.

При испытаниях сервомеханизмов в качестве тестового режима часто используются синусоидальные законы движения. Если нагрузка инерционная, то при движении объекта по синусоидальному закону нагрузочные характеристики имеют форму эллипсов (рис. XIV.6, *в*), трансформирующихся в зависимости от амплитудных значений ско-

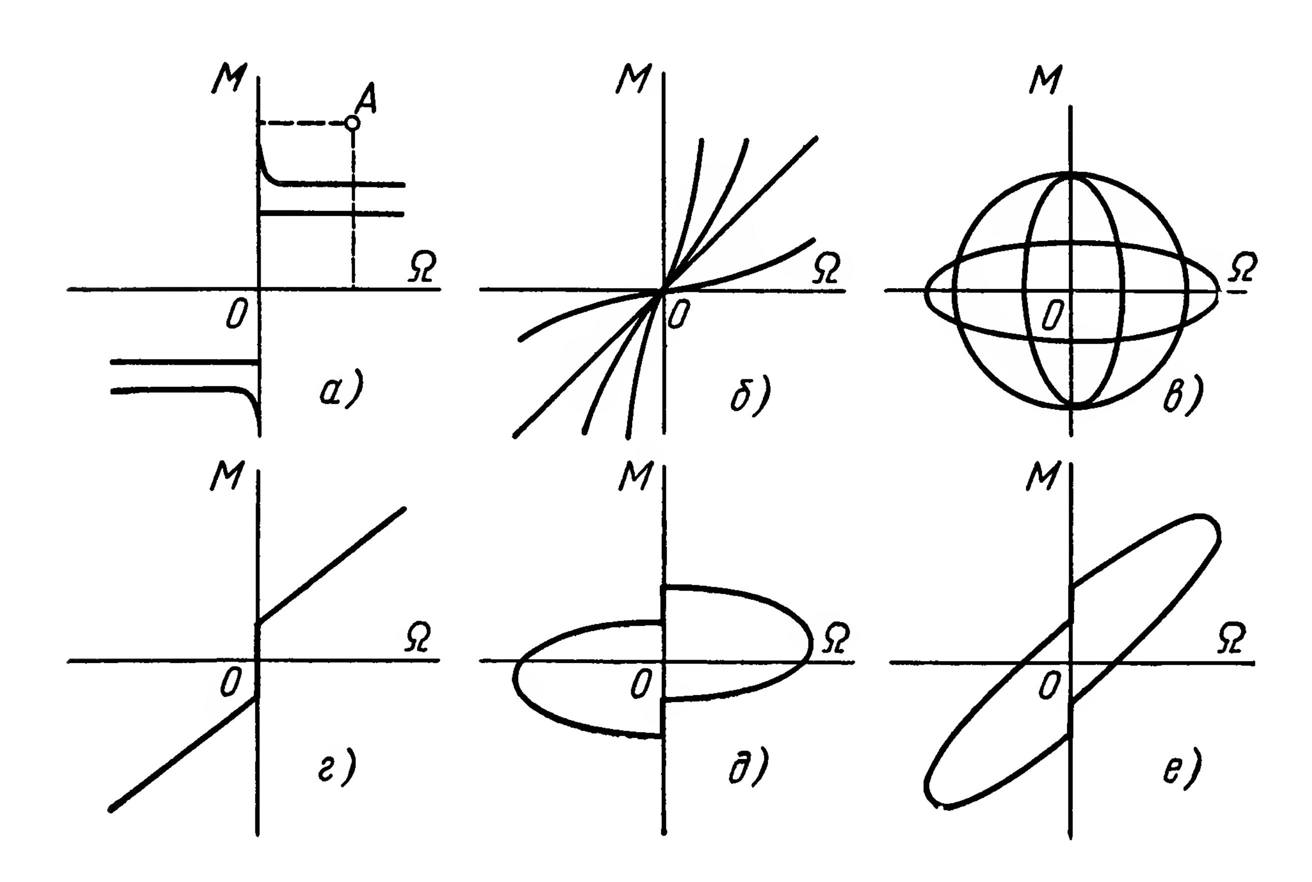


Рис. XIV.6. Нагрузочные диаграммы:

а — характеристики сухого трения; *б* — характеристики нагрузок вида $M = k\Omega^{\varkappa}$ sign Ω; *в* — инерционные нагрузки; *г* — сухое и вязкое трение, *д* — сухое трение и инерционная нагрузка; *е* — сухое и вязкое трение и инерционная нагрузка

рости Ω_m и ускорения $\dot{\Omega}_m$ (или момента нагрузки $M_m = J\dot{\Omega}_m = J\Omega_m\omega$) в соответствии с выражением

$$\frac{\Omega^2}{\Omega_m^2} + \frac{M}{M_m^2} = 1, \qquad \text{(XIV.32)}$$

где J — момент инерции подвижных частей объекта;

ω — частота синусоидальных колебаний выходного вала.

В общем случае нагрузка на гидравлический привод представляет собой комбинацию рассмотренных составляющих. Некоторые из возможных комбинаций показаны на рис. XIV.6, *г—е*.

Характеристика на рис. XIV.6, *г* соответствует случаю, когда на привод одновременно действуют нагрузки типа сухого и вязкого трения; на рис. XIV.6, *д* — инерционная нагрузка и сухое трение; на рис. XIV.6, *е* — инерционная нагрузка, сухое и вязкое трение. Результирующие нагрузочные характеристики получаются путем суммирования элементарных составляющих. При этом следует иметь в виду, что нагрузочные характеристики от типа привода не зависят и определяются лишь внешней нагрузкой и ее свойствами. Исключение представляют случаи, когда в форме нагрузочных характеристик заданы собственные потери энергии в приводе.

Имея заданную в виде графика или выраженную аналитически нагрузочную характеристику, можно найти необходимую для энергетического расчета функцию необходимой мощности $N_н$. В частном слу-

чае, когда нагрузочная характеристика задана в форме эллипса, функция необходимой мощности имеет вид

$$N_{\text{н}} = \Omega_m M \sqrt{1 - \frac{M^2}{M_m^2}}, \qquad \text{(XIV.33)}$$

а максимум ее имеет место при

$$M = \frac{M_m}{\sqrt{2}} \qquad \text{(XIV.34)}$$

и составляет

$$N_{\text{н}\max} = 0{,}5\Omega_m M_m. \qquad \text{(XIV.35)}$$

Следует отметить принципиальное отличие энергетического расчета следящих приводов от приводов других типов, заключающееся в том, что наряду с учетом тепловых режимов [6] и максимальных скоростей, моментов или усилий, необходимо обеспечить постоянное превышение располагаемой мощности привода над необходимой при всех возможных значениях скоростей и моментов.

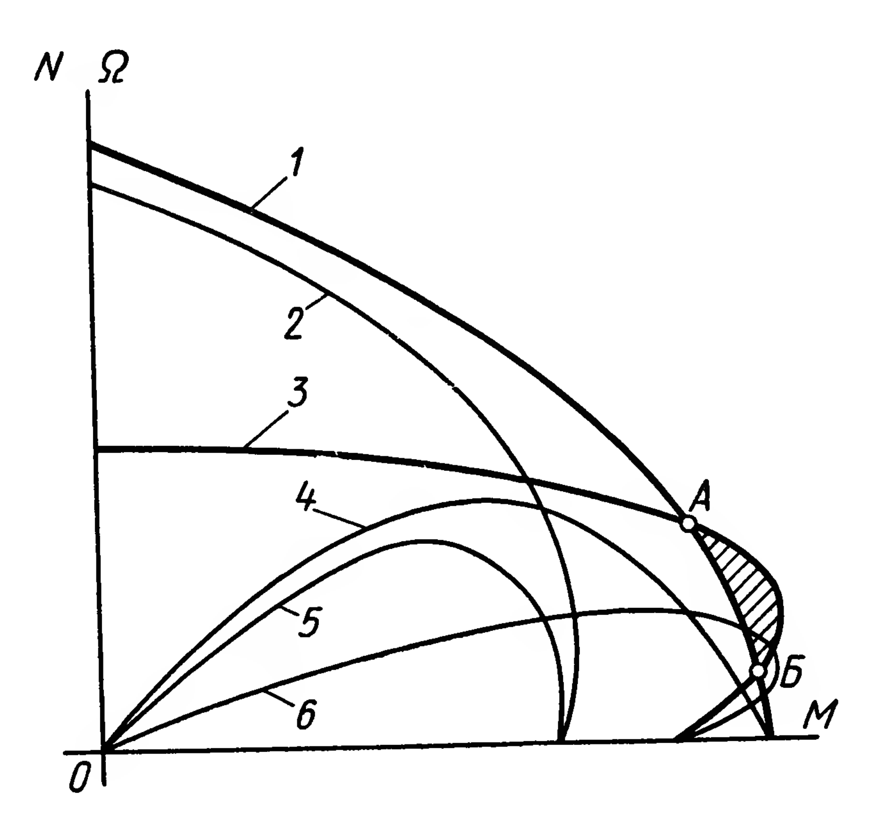


Рис. XIV.7. Совмещенные энергетические характеристики:

1 — механическая характеристика гидропривода с дроссельным управлением; *2*, *3* — нагрузочные диаграммы; *4* — располагаемая мощность привода; *5*, *6* — потребные мощности

Это может быть пояснено с помощью рис. XIV.7, где показаны в качестве примера предельная механическая характеристика гидравлического привода с дроссельным управлением (кривая *1*) и две нагрузочные характеристики (кривые *2* и *3*), построенные в тех же координатах. В случае нагрузки, представленной кривой *2*, максимальное значение необходимой мощности (кривая *5*) близко к максимуму располагаемой мощности привода (кривая *4*). При этом энергетические возможности привода достаточны, чтобы преодолеть нагрузку на любом из участков нагрузочной характеристики *2* (механическая характеристика привода при всех значениях момента лежит выше нагрузочной характеристики). В случае нагрузочной характеристики вида кривой *3* максимум потребной мощности (кривая *6*) значительно меньше максимума располагаемой мощности, но на участке *А—Б* возможно превышение допустимых ошибок слежения, так как энергетические возможности привода на этом участке ниже требуемых. Поэтому такие понятия, как «номинальная мощность привода» и «осредненная необходимая мощность» при расчете сервомеханизмов используются в меньшей степени, чем при расчете приводов, работающих в длительных установившихся режимах. При энергетическом расчете сервомеханизмов, в том числе и электрогидравлических, на первый план выдвигается сопоставление текущих значений необходимой и располагаемой мощностей.

4. РАСЧЕТ ПРИВОДА С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ ГИДРОДВИГАТЕЛЯ С РЕГУЛИРУЕМЫМ ОБЪЕКТОМ

Безредукторный привод отличается конструктивной простотой. Его широко применяют на объектах со сравнительно малыми, ограниченными перемещениями подвижных элементов. Исключение многозвенных кинематических передач и редукторов с их неизбежными люфтами, упругими деформациями, трением, кинематическими погрешностями и генерацией механических шумов значительно облегчает синтез высококачественных сервомеханизмов, отличающихся широким диапазоном регулирования скорости. Как отмечалось выше, задачей энергетического расчета является такой выбор основных элементов гидравлического привода, при котором предельные механические характеристики привода охватывают все заданные нагрузочные характеристики, в том числе и соответствующие наиболее тяжелым режимам. Кроме того, желательно, чтобы воспроизведение заданных рабочих режимов осуществлялось приводом с минимально возможной мощностью.

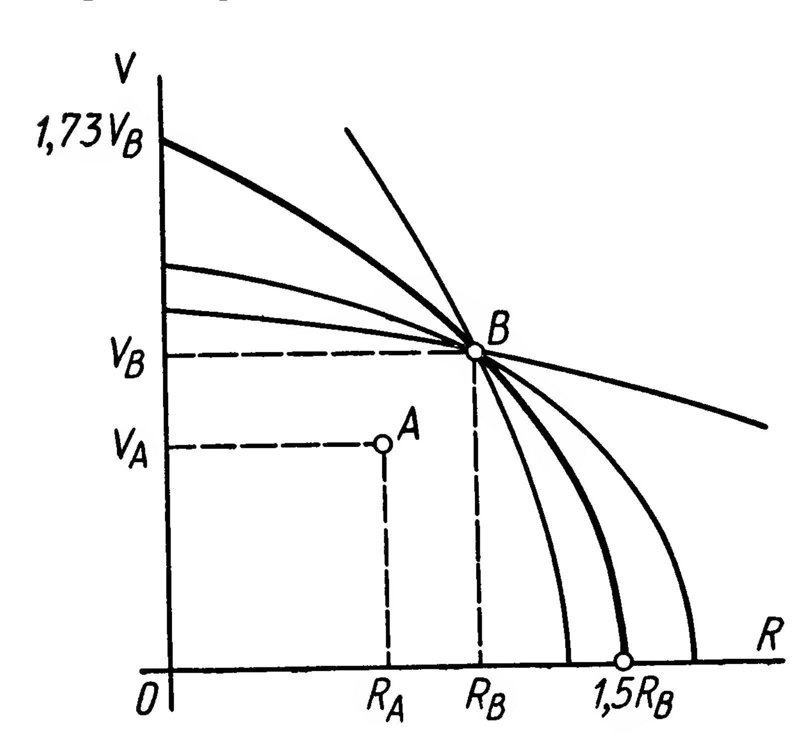


Рис. XIV.8. Характеристики дроссельного гидропривода при работе в режиме с постоянной скоростью и нагрузкой

Рассмотрим энергетический расчет гидравлического привода поступательного движения с дроссельным управлением [5]. Рабочий режим привода (рис. XIV.8) задан точкой A с координатами R_A (сила) и v_A (скорость).

Сначала находят координаты расчетной точки B:

$$R_B = k_R R_A; \qquad v_B = k_v v_B, \qquad \text{(XIV.36)}$$

где k_R и k_v — коэффициенты запаса по усилию и скорости, учитывающие потери энергии в приводе.

Обычно коэффициенты $k_R = k_v = 1{,}1 \div 1{,}2$, однако при малой достоверности априорных сведений о нагрузке эти значения коэффициентов возможно увеличить.

Режим работы, характеризуемый точкой B, может быть реализован любым из гидравлических приводов данного типа, предельная механическая характеристика которого охватывает или в крайнем случае проходит через эту точку. В последнем случае для любого из приводов с электрогидравлическими усилителями, имеющими в выходном каскаде обычную золотниковую пару, справедливо соотношение

$$v_{\text{xx}\,i} = \frac{v_B}{\sqrt{1 - \frac{R_B}{R_{\text{п}i}}}}, \qquad \text{(XIV.37)}$$

где $v_{\text{xx}i}$ — скорость холостого хода i-го привода;

$R_{\text{п}i}$ — максимальное пусковое усилие, развиваемое i-м приводом

Соотношение (XIV.37) выделяет из множества механических характеристик, представляемых параболами

$$v = v_{\text{хх}\,i} \sqrt{1 - \frac{R}{R_{\text{п}\,i}}}, \qquad \text{(XIV.38)}$$

лишь те, которые проходят через точку B.

Далее из всех приводов, обеспечивающих расчетный режим (точка B), выбирают такой привод, который имеет наименьшее значение максимума располагаемой мощности. Для этого, имея в виду выражения (XIV.29) и (XIV.37), выразим максимум мощности в виде

$$N_{\text{p}\max i} = 0{,}384 v_{\text{хх}\,i} R_{\text{п}\,i} = 0{,}384 \frac{v_B R_{\text{п}\,i}}{\sqrt{1 - \frac{R_B}{R_{\text{п}\,i}}}}. \qquad \text{(XIV.39)}$$

Анализ найденной зависимости $N_{\text{p}\max i} = f(R_{\text{п}i})$ показывает, что при $R_{\text{п}i} = 1{,}5\, R_B$ выражение (XIV.39) имеет минимум, т. е.

$$N^*_{\text{p}\max i} = v_B R_B. \qquad \text{(XIV.40)}$$

Следовательно, оптимальным по мощности будет гидравлический или электрогидравлический привод, пусковое усилие которого равно $R_{\text{п}} = 1{,}5\, R_B$, а скорость холостого хода $v_{\text{хх}} = 1{,}73\, v_B$.

Затем выбирают давление питания p_0, определяют эффективную площадь поршня $F = \frac{R_{\text{п}}}{p_0}$ гидродвигателя и, наконец, максимальный расход рабочей жидкости при холостом ходе $Q_{\text{хх}} \equiv \equiv F v_{\text{хх}}$. При выборе давления питания p_0 учитывают существующие стандарты на величины давлений, а также характеристики гидроагрегатов, включая гидравлические источники питания, которые предполагается использовать в приводе. По найденным значениям $R_{\text{п}}$, $v_{\text{хх}}$ и F выбирают из имеющихся или расчитывают известным методом гидродвигатель [6]. По величинам давления питания и максимального расхода при холостом ходе находят по каталогам или проектируют специально для данного привода электрогидравлический усилитель [1].

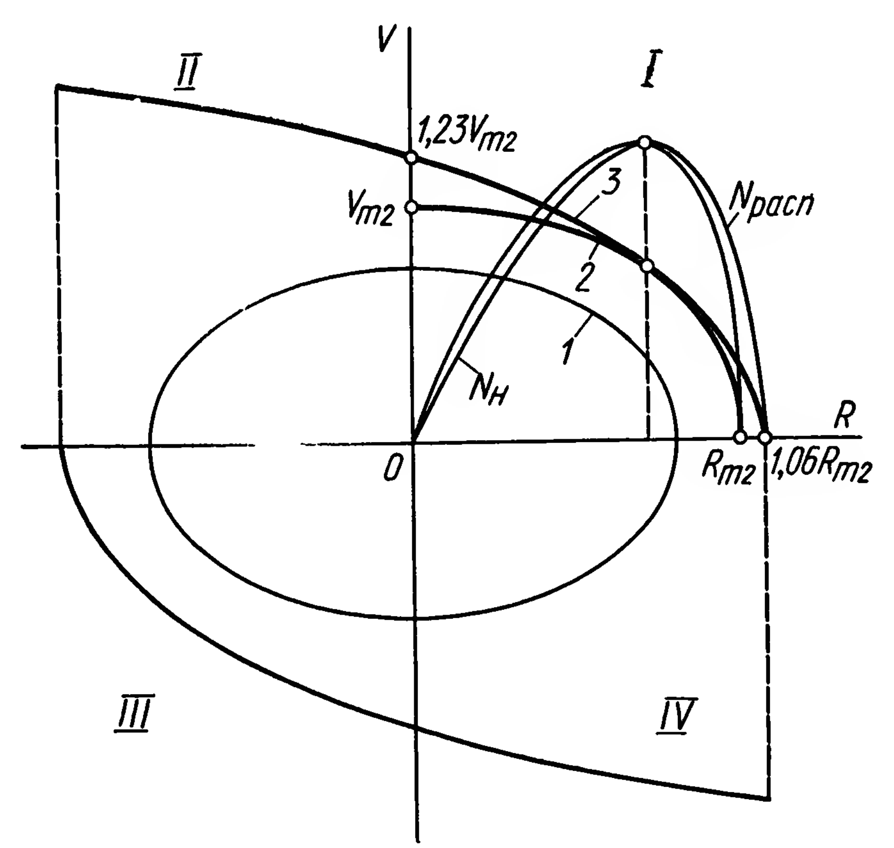


Рис. XIV.9. Энергетические характеристики дроссельного гидропривода минимально возможной мощности

Рассмотрим работу дроссельного гидропривода при синусоидальном движении нагрузки. Пусть рабочий режим привода задан в виде нагрузочной характеристики — эллипса *1* нагрузки (рис. XIV.9). Выберем гидравлический привод, характеристики которого при минимальной располагаемой мощности обеспечивают работу в заданном режиме. Во *II* и *IV* квадрантах механические характеристики привода

отстоят от нагрузочной характеристики заведомо дальше, чем в *I* и *III* квадрантах (рис. XIV.9), поэтому в дальнейшем ограничимся рассмотрением лишь части эллипса нагрузки, расположенной в *I* квадранте.

По полуосям заданного эллипса *1* нагрузки строим расчетный эллипс *2*, полуоси которого

$$v_{m2}=k_v v_{m1}; \qquad R_{m2}=k_R R_{m1}. \qquad \text{(XIV.41)}$$

Дальнейший порядок расчета аналогичен предыдущему и может быть применен в тех случаях, когда нагрузочные характеристики заданы аналитически.

Режим, заданный расчетным эллипсом *2*, реализуется множеством приводов, механические характеристики которых охватывают эллипс нагрузки или извне касаются его. Чтобы выделить из множества механических характеристик лишь те, которые касаются эллипса нагрузки, запишем условие касания параболы *3* к эллипсу *2*:

$$v_{\text{хх}\,i}^4 \frac{R_{m2}^2}{4v_{m2}^2 R_{\text{п}\,i}^2} - v_{\text{хх}\,i}^2 + v_{m2}^2 = 0. \qquad \text{(XIV.42)}$$

Это условие получено на основании системы уравнений, отражающей равенство в точке касания параболы и эллипса их ординат и производных.

Используя условие (XIV.42), можно найти связь скорости холостого хода $v_{\text{хх}i}$ и пускового усилия $R_{\text{п}i}$, характерную для механических характеристик, касающихся эллипса нагрузки. Эта связь имеет вид

$$v_{\text{хх}\,i} = \sqrt{2}\,\frac{v_{m2}}{R_{m2}} \sqrt{R_{\text{п}\,i}^2 - R_{\text{п}\,i}\sqrt{R_{\text{п}\,i}^2 - R_{m2}^2}}. \qquad \text{(XIV.43)}$$

Зависимость максимума мощности любого из приводов, механические характеристики которых касаются эллипса нагрузки, от пускового усилия описывается выражением

$$N_{\text{р max}\,i} = 0{,}384 v_{\text{хх}\,i} R_{\text{п}\,i} =$$

$$= 0{,}384\sqrt{2}\,\frac{v_{m2}}{R_{m2}} R_{\text{п}\,i} \sqrt{R_{\text{п}\,i}^2 - R_{\text{п}\,i}\sqrt{R_{\text{п}\,i}^2 - R_{m2}^2}}. \qquad \text{(XIV.44)}$$

Анализ выражения (XIV.44) показывает, что при значении

$$R_{\text{п}\,i}^* = 1{,}06 R_{m2} \qquad \text{(XIV.45)}$$

имеет место минимум располагаемой мощности

$$N_{\text{р max}\,i}^* = 0{,}5 v_{m2} R_{m2}, \qquad \text{(XIV.46)}$$

что, как следует из полученного ранее соотношения (XIV.35), совпадает с максимальным значением мощности, необходимой для реализации режима, заданного эллипсом *2*. На основании выражения (XIV.37) с учетом соотношения (XIV.45) определим скорость холостого хода $v_{\text{хх}}^* = 1{,}23\, v_{m2}$. Можно показать, что совпадают не только пиковые значения необходимой и располагаемой мощностей, но также и их абсциссы на графике $N = f(R)$ (рис. XIV.9).

Действительно, для инерционной нагрузки в соответствии с выражением (XIV.34) максимум мощности имеет место при

$$R = \frac{R_{m2}}{\sqrt{2}}, \qquad \text{(XIV.47)}$$

а для параболической механической характеристики — при

$$R = \frac{2}{3} R_{\text{п}}$$

или, с учетом соотношения (XIV.45), при

$$R = \frac{R_{m2}}{\sqrt{2}},$$

что совпадает с выражением (XIV.47).

Следовательно, рассчитанный привод, характерные точки механической характеристики которого связаны с максимальными необходимыми скоростью и усилием соотношениями

$$R_{\text{п}} = 1{,}06 R_{m2}; \qquad v_{\text{хх}} = 1{,}23 v_{m2} \qquad \text{(XIV.48)}$$

обеспечивает работу в заданном режиме с минимальными затратами мощности. В приведенном расчете привода по нагрузочной характеристике не учитывалась масса гидродвигателя, поскольку в безредукторном приводе она, как правило, значительно меньше массы нагрузки.

Аналогичный расчет проводят и при других видах нагрузки, заданных аналитически. При этом его методика сводится к следующему:

1. По заданной нагрузочной характеристике строят расчетную нагрузочную характеристику.

2. Определяют уравнение механических характеристик, касающихся расчетной нагрузочной характеристики.

3. Скорость холостого хода $v_{\text{хх}i}$ выражают через пусковое усилие $R_{\text{п}i}$, находят минимум функции мощности $N_{\text{р}\max i} = f(R_{\text{п}i})$ и соответствующую механическую характеристику.

Изложенная методика применима не только к гидравлическим приводам поступательного движения, но и к приводам вращательного движения, когда они соединены с нагрузкой непосредственно, т. е. без редуктора.

5. РАСЧЕТ ПРИВОДА С РЕДУКТОРОМ МЕЖДУ ГИДРОДВИГАТЕЛЕМ И РЕГУЛИРУЕМЫМ ОБЪЕКТОМ

При больших или неограниченных углах поворота или линейных перемещениях применяют гидравлические приводы с редукторами. В таких приводах редуктор выполняет роль согласующего элемента, который приводит механическую характеристику гидродвигателя в соответствие с заданной нагрузочной характеристикой. Наиболее часто применяются редукторы, понижающие скорость и повышающие момент гидродвигателя.

Основная задача энергетического расчета гидравлического привода с редуктором остается той же, что и в приводе с непосредственной

связью гидродвигателя с объектом — механические характеристики привода должны охватывать нагрузочные характеристики. Однако в данном случае появляется еще один параметр — передаточное отношение редуктора, от выбора которого зависят наиболее важные характеристики привода: максимальные скорости, ускорения и моменты.

Для гидравлических приводов, работающих длительно при установившихся скорости и нагрузке, после выбора гидродвигателя достаточной мощности расчет передаточного отношения редуктора выполняется лишь из условия достижения заданной скорости объекта. При применении следящих гидравлических приводов, кроме получения заданной скорости, необходимо выполнить ряд других требований, характеризующих быстродействие привода. В частности, необходимо достигнуть заданное или максимально возможное ускорение объекта или же осуществить отработку заданного позиционного рассогласования за кратчайшее время.

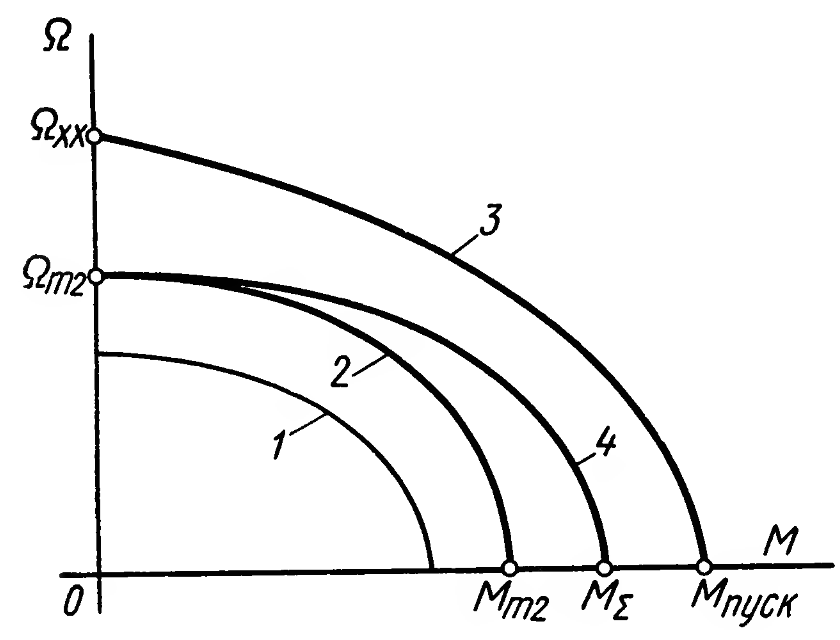


Рис. XIV.10. Характеристики привода с редуктором между гидродвигателем и регулируемым объектом

В случае, когда для заданной инерционной нагрузки $J_{\text{н}}$ выбран гидродвигатель с моментом инерции $J_{\text{гд}}$ ротора, оптимизация передаточного отношения редуктора с целью получения максимального ускорения объекта дает значение [6]

$$i_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{J_{\text{гд}}}{J_{\text{н}}}}. \qquad \text{(XIV.49)}$$

Такая же редукция необходима и для отработки заданного рассогласования за минимально возможное время [6] *. Именно к данному оптимальному значению редуктора следует стремиться при применении следящего гидравлического привода, поскольку при прочих равных условиях и быстродействие, и динамическая точность привода с редуктором, имеющим $i = i_{\text{опт}}$, будут выше, чем у приводов с другими значениями редукции.

При определении оптимального передаточного отношения известны как нагрузка, так и гидродвигатель. Однако при энергетическом расчете гидравлического привода с редуктором задача усложняется тем, что никаких данных, кроме характеристик внешней нагрузки, нет. Одновременно с выбором мощности гидродвигателя необходимо найти и передаточное отношение редуктора, которое зависит как от внешней нагрузки, так и от момента инерции гидродвигателя. В связи с этим все разработанные методы основываются на последовательном приближении к наиболее рациональному значению редукции.

В качестве примера рассмотрим последовательность графоаналитического расчета гидравлического привода с редуктором и выбор

* В работе приводятся также значения оптимальных передаточных отношений редуктора для случаев, когда на привод, кроме инерционной, действуют и другие виды нагрузки.

гидродвигателя в случае, когда он управляется дроссельным гидроусилителем и преобладает инерционная нагрузка, характеризуемая эллипсом нагрузки (рис. XIV.10). Вначале, как указано выше, по заданному эллипсу *1* нагрузки строят расчетный эллипс *2* и определяют максимальную необходимую мощность

$$N_{\text{н}\max}=0{,}5\Omega_{m2}M_{m2}; \qquad \text{(XIV.50)}$$

Затем выбирают ближайший по мощности гиродвигатель, номинальная мощность которого

$$N_{\text{гд ном}} \geqslant N_{\text{н}\max}. \qquad \text{(XIV.51)}$$

Если известна лишь максимальная мощность гидродвигателя $N_{\text{гд}\max}$, то с учетом механической характеристики дроссельного гидроусилителя при выборе гидродвигателя следует использовать соотношение

$$\frac{2}{3}N_{\text{гд}\max} \geqslant N_{\text{н}\max}. \qquad \text{(XIV.52)}$$

Из каталога для выбранного по мощности гидродвигателя находят данные о максимальной скорости $\Omega_{\text{хх гд}}$, пусковом моменте $M_{\text{п гд}}$ и моменте инерции ротора $J_{\text{гд}}$. С помощью редуктора механическая характеристика гидропривода должна быть трансформирована таким образом, чтобы на основании выражения (XIV.48) его скорость холостого хода превышала заданную максимальную скорость объекта в 1,23 раза. С учетом этого находим в первом приближении передаточное отношение

$$i=\frac{1{,}23\Omega_{m2}}{\Omega_{\text{хх гд}}}. \qquad \text{(XIV.53)}$$

На рис. XIV.10 изображены характерные точки механической характеристики *3* гидравлического привода, соответствующие следующим значениям скорости и момента:

$$\Omega_{\text{хх}}=\Omega_{\text{хх гд}}i, \quad M_{\text{п}}=\frac{M_{\text{п гд}}}{i}. \qquad \text{(XIV.54)}$$

Точка $M_{\text{п}}$ может оказаться как правее абсциссы 1,06 M_{m2}, принадлежащей механической характеристике гидравлического привода минимально возможной мощности, так и левее ее. В последнем случае следует выбрать больший по мощности гидродвигатель или, если это возможно, несколько увеличить скорость двигателя в режимах, близких к холостому ходу, чтобы изменить редукцию с целью увеличения пускового момента $M_{\text{п}}$ привода.

Если точка, соответствующая $M_{\text{п}}$, совпала или оказалась правее абсциссы 1,06 M_{m2}, то следует перейти к учету собственного момента инерции гидродвигателя. Для этого определяют новое значение максимально необходимого момента [1].

$$M_{\Sigma}=\left(J_{\text{н}}+\frac{J_{\text{гд}}}{i^2}\right)\Omega_{m2}\omega, \qquad \text{(XIV.55)}$$

[1] Нагрузка от вращающихся деталей редуктора в формуле (XIV.55) учитывается слагаемыми $(0{,}3-0{,}5)\frac{J_{\text{гд}}}{i^2}$.

где ω — частота синусоидальных колебаний объекта, соответствующая заданному эллипсу нагрузки;

$\Omega_{m2}\omega$ — максимальное ускорение объекта.

Далее графически представляются парабола (механическая характеристика), пересекающая оси координат в точках $\Omega_{xx} = \Omega_{xx\ гд} i$, $M_п = \frac{M_{п\ гд}}{i}$ и эллипс нагрузки 4 с полуосями, равными Ω_{m2} и M_Σ. Если механическая характеристика гидравлического привода охватывает эллипс нагрузки, то с помощью графических построений следует выяснить, насколько возможно изменить редукцию, чтобы приблизить ее к $i_{опт}$, не нарушив условия охвата эллипса параболой. Если механическая характеристика пересекает эллипс нагрузки, то необходимо взять более мощный гидродвигатель и повторить расчет. В случае проектирования быстродействующего привода, из разнотипных гидродвигателей равной мощности следует выбрать двигатель, имеющий большее отношение $\frac{M_п}{J_{гд}}$. После выбора гидродвигаеля на основании известных p_0 и Q_{xx} выбирают серийный или рассчитывают специальный электрогидравлический усилитель.

6. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Для проведения энергетического расчета гидравлического привода необходимо располагать механическими и нагрузочными характеристиками.

В общем случае момент нагрузки на гидравлический привод можно записать

$$M = M(\Omega) + M_{сл}. \qquad (XIV.56)$$

Первое слагаемое — это составляющая момента, зависящая от скорости. Второе слагаемое представляет собой ту часть момента нагрузки, которая не зависит от выходной координаты привода и ее производных (регулярная или случайно изменяющаяся нагрузка). В свою очередь момент $M(\Omega)$ состоит из линейно и нелинейно зависящих от скорости моментов $M_л(\Omega)$ и $M_{нл}(\Omega)$. Линейная функция $M_л(\Omega)$ может быть записана в операторной форме:

$$M_л(s) = \Omega(s)\, W_н(s), \qquad (XIV.57)$$

где $W_н(s)$ — линейный оператор нагрузки с постоянными или переменными параметрами.

С помощью оператора $W_н(s)$ возможно учесть инерционную и позиционную нагрузки, а также вязкое трение, т. е.

$$W_н(s) = Js + D + \frac{C}{s}, \qquad (XIV.58)$$

где J — момент инерции, включающий вращающиеся части гидродвигателя и приведенную к его валу внешнюю инерционную нагрузку;

D — коэффициент вязкого трения;

C — коэффициент позиционной (пружинной или шарнирной) нагрузки.

Функция $M_{нл}$ (Ω) учитывает сухое трение и прочие нелинейные составляющие нагрузки, зависящие от выходной координаты гидравлического привода и ее производных. Кроме внешней нагрузки, момент $M_{нл}$ (Ω) учитывает трение и гидравлические сопротивления в самом гидродвигателе [8].

Аналитическое описание перечисленных составляющих нагрузки сложно и не всегда возможно. Точный расчет механических характеристик гидравлических или электрогидравлических приводов также затруднителен, поэтому для проверки энергетического расчета приводов желательно располагать экспериментальными данными.

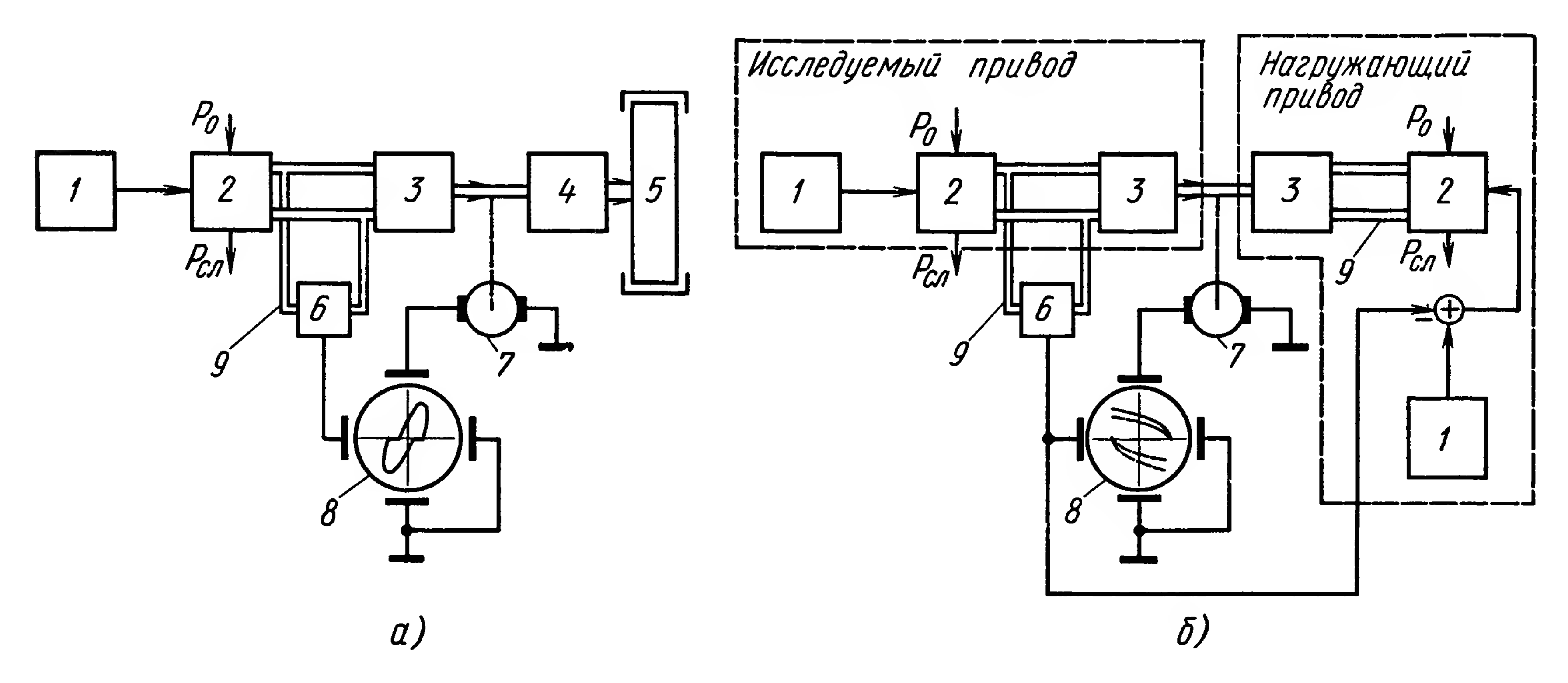


Рис. XIV.11. Экспериментальные установки для исследования энергетических характеристик гидроприводов:

а — для определения нагрузочных диаграмм; *б* — для получения механических характеристик; *1* — управляющее устройство; *2* — электрогидравлический усилитель; *3* — гидродвигатель; *4* — редуктор; *5* — регулируемый объект; *6* — датчик перепада давлений; *7* — тахогенератор; *8* — осциллограф; *9* — трубопроводы

Для получения нагрузочных характеристик в координатах скорость — нагрузка система (рис. XIV.11, *а*), включающая электрогидравлический усилитель *2*, гидродвигатель *3* вращательного движения, редуктор *4* и регулируемый объект *5* должна иметь тахогенератор *7* и датчик *6* перепада давлений в трубопроводах *9*. Использование датчика перепада давлений вместо датчика для непосредственного измерения момента нагрузки на выходном валу гидродвигателя позволяет учесть собственные потери давления в гидродвигателе, которые в некоторых режимах работы привода оказываются соизмеримыми с внешней нагрузкой. Применение датчика перепада давлений целесообразно также и потому, что в паспортных данных гидромашин номинальные и предельные режимы работы обычно характеризуются рабочими и перегрузочными давлениями.

Типовые, а также наиболее тяжелые режимы работы привода задаются управляющим устройством *1*. Сигналы с датчика перепада давлений и тахогенератора, поступающие соответственно в каналы горизонтальной и вертикальной разверток осциллографа *8*, позволяют наблюдать и регистрировать нагрузочные диаграммы.

На рис. XIV.12, *а* показана расчетная нагрузочная диаграмма *1* при синусоидальном движении выходного вала гидродвигателя, полученная в результате одновременного действия инерционной нагрузки (эллипс *2*) и момента трения (прямые *3*).

Диаграммы *1*, *2*, *3* получаются при совместном решении зависимостей скорости $\Omega(t)$ и нагрузки $M(t)$ путем исключения времени t. Там же приведены предельные механические характеристики *4* привода. Экспериментальные нагрузочные диаграммы, полученные на установке, изображенной на рис. XIV.11, *а*, приведены на рис. XIV.12, *б—г*.

На осциллограммах (рис. XIV.12, *б*) показано изменение нагрузочной характеристики при переходе с квазистических на динамические режимы работы. Первая из этих осциллограмм соответствует режиму отработки синусоидального воздействия, изменяющегося с частотой $f = 2\pi\Omega_{вых} = 0{,}005$ Гц. При таком медленном изменении входного сигнала нагрузка определяется в основном сухим трением. С увеличением частоты (вторая и третья осциллограммы на рис. XIV.12, *б*) становится заметным влияние инерционной нагрузки, которая приводит к появлению эллипса, как бы разрезанного на две сдвинутые части в результате одновременного действия сил сухого трения. Приведенные осциллограммы по форме достаточно близки к расчетной нагрузочной характеристике *1* (рис. XIV.12, *а*).

Трансформация эллипса нагрузки с ростом частоты отрабатываемого синусоидального сигнала от 1 до 8 Гц при работе привода без реверса на линейном участке статической характеристики $\Omega = f(u)$ показана на осциллограммах рис. XIV.12, *в*. В этом режиме входной сигнал не меняет свой знак, а изменяется только его величина. Момент сухого трения также не меняет знак и остается практически постоянным по величине. На осциллограммах рис. XIV.12, *в* заметен наклон вертикальной оси эллипса, что свидетельствует о наличии, кроме инерционной нагрузки и сухого трения, также и вязкого трения.

На каждой из трех осциллограмм рис. XIV.12, *г* показано несколько нагрузочных характеристик, полученных при различных фиксированных или непрерывно изменяемых значениях частоты управляющего сигнала привода в режимах с реверсированием скорости. В отличие от осциллограмм рис. XIV.12, *в* здесь заметно влияние нагрузки типа сухого трения. Подобные осциллограммы позволяют выявить область возможных значений скоростей и нагрузок, имеющих место в рабочих режимах. Границу этой области следует рассматривать в качестве предельной нагрузочной характеристики, позволяющей оценить максимальную необходимую мощность привода.

При воспроизведении малых медленно изменяющихся управляющих сигналов, когда привод работает с минимальными скоростями вблизи зоны нечувствительности, основное значение имеют нагрузки, вызываемые различными видами трения, а также динамические нагрузки, связанные с неустойчивостью движения в этой области. Трение, как правило, не поддается расчету и наиболее достоверные результаты даже для элементарных кинематических пар находят экспериментальным путем. В отличие от широко применяемого способа опре-

деления характеристик по отдельным точкам, соответствующим фиксированным значениям аргумента, рассматриваемый метод непрерывного изменения аргумента, кроме количественной оценки момента

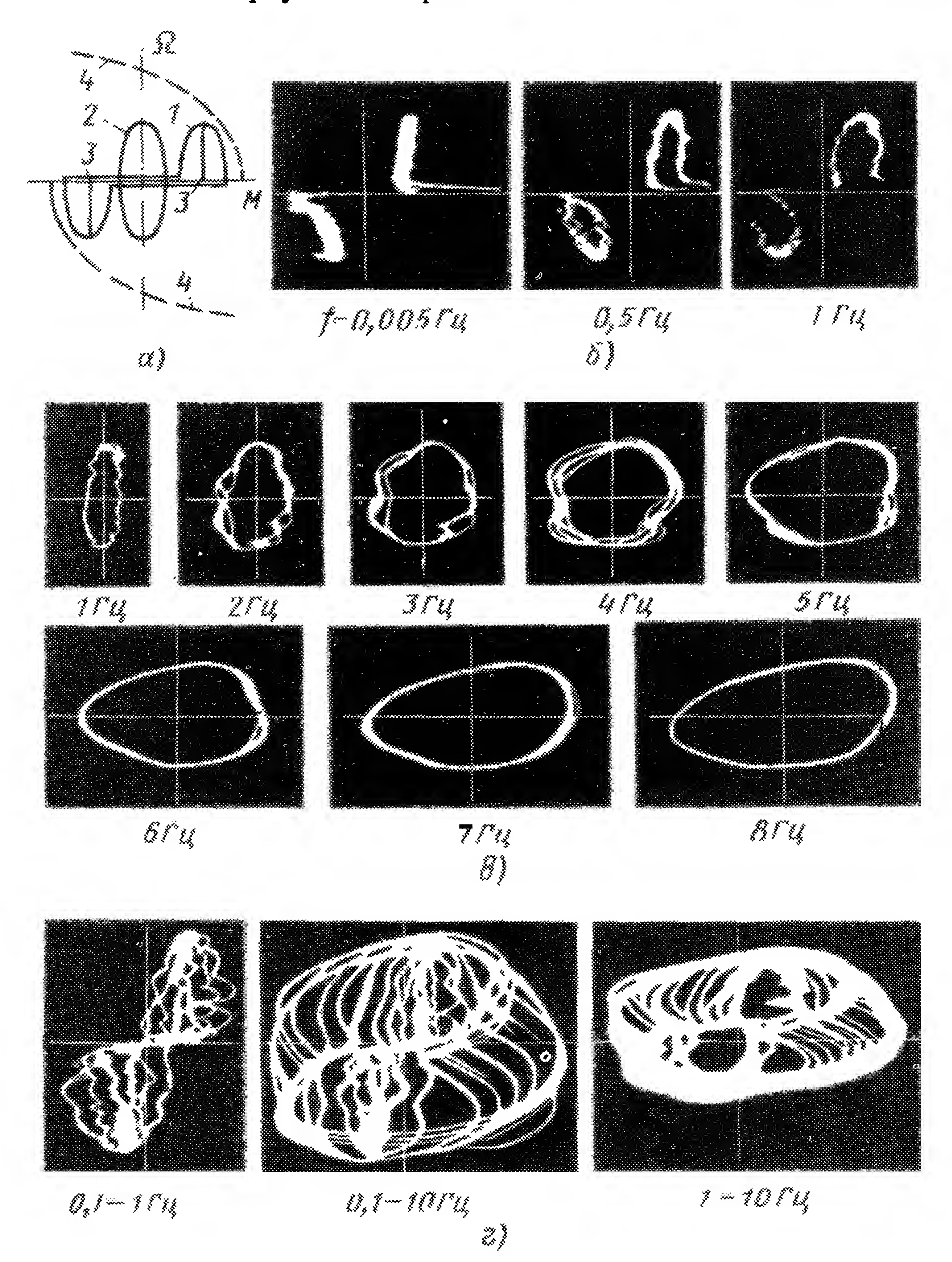


Рис. XIV.12. Нагрузочные диаграммы:

а — расчетные (характеристики *1*, *2*, *3*); *б*, *в*, *г* — экспериментальные при различных частотах управляющих воздействий *f*

нагрузки, позволяет исследовать динамику движения привода в области малых скоростей, когда при реверсе и трогании имеют место нелинейные колебания.

Механические характеристики электрогидравлического привода, в том числе и предельные, могут быть определены на установке, схема которой показана на рис. XIV.11, *б*. Здесь в качестве следящего нагружающего устройства используется однотипный с исследуемым электрогидравлический привод, хотя возможно применение привода и другого типа, включая электрический. Обозначения на рис. XIV.11, *б* те же, что и на рис. XIV.11, *а*.

Если на вход нагружающего привода от управляющего устройства *1* непрерывно поступает медленно изменяющийся сигнал, пропорциональный задаваемой нагрузке, то при постоянном открытии дросселирующего проходного сечения в гидроусилителе исследуемого привода можно наблюдать и регистрировать на осциллографе *8* механические характеристики исследуемого привода. При этом в качестве сигнала обратной связи по нагрузке используется перепад давлений

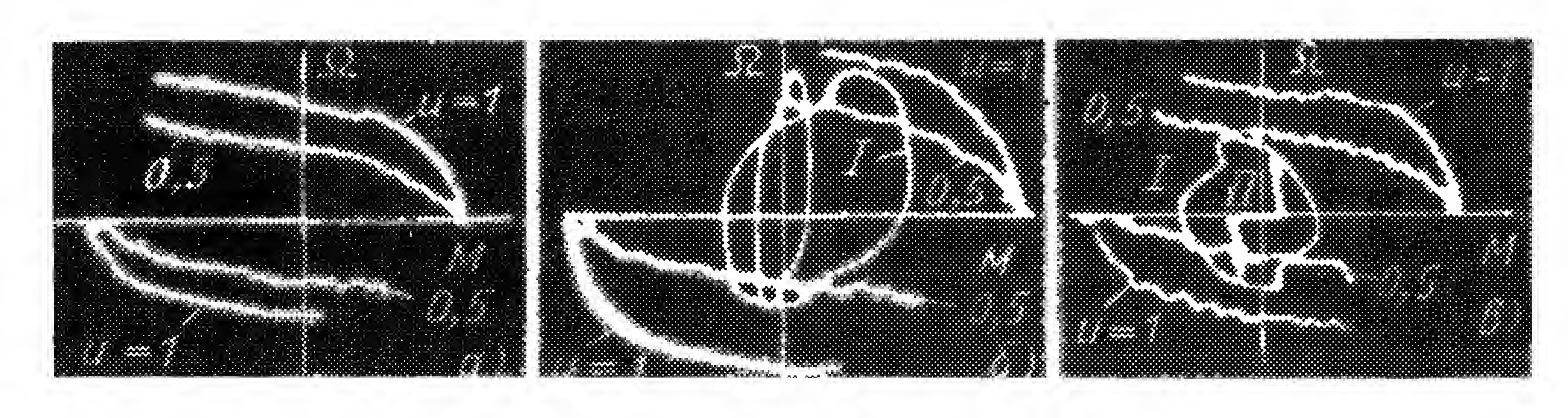


Рис. XIV.13. Экспериментальные характеристики:

а — механические; *б*, *в* — совмещенные механические характеристики и нагрузочные диаграммы

в полостях исследуемого, а не нагружающего привода. Это исключает необходимость коррекции управляющего сигнала для учета потерь в нагружающем приводе.

На первой осциллограмме (рис. XIV.13, *а*) показаны механические характеристики электрогидравлического привода, полученные на описанной выше установке при четырех различных значениях смещения золотника исследуемого привода, включая два крайних от нейтрали положения. На вход нагружающего привода подавался сигнал типа равнобокой треугольной «пилы» с амплитудным значением, соответствующим максимальному перепаду давления.

На осциллограммах (рис. XIV.13, *а*) траектории изображающей точки близки к механическим характеристикам дроссельного гидропривода, приведенным, например, в работе [3] и полученным при дискретных значениях нагрузки лишь в I и III квадрантах. Установка, показанная на рис. XIV.11, *б*, позволяет определять механические характеристики во всех четырех квадрантах плоскости Ω — M (Q — p), соответствующих как двигательным, так и насосным режимам работы привода. Возможности установки не исчерпываются определением механических характеристик. Она может использоваться для анализа влияния нагрузки на характеристики замкнутых гидравлических систем регулирования скорости или положения, а также при синтезе систем, инвариантных к нагрузке.

На второй и третьей осциллограммах (рис. XIV.13, *б*, *в*) совмещены нагрузочные диаграммы (кривые *I*, *II*) и механические характеристики привода, полученные описанным выше способом. Несимметричная нагрузочная диаграмма I на второй осциллограмме приближается к предельной механической характеристике, что не позволяет форсировать привод по скорости при движении в верхней части плоскости Ω — M. Взаимное расположение нагрузочных диаграмм (кривые *I*, *II*) и механических характеристик привода на третьей осциллограмме показывает, что энергетические возможности привода используются далеко не полностью. Подобные осциллограммы позволяют уточнить результаты энергетического расчета и при необходимости внести обоснованные коррективы.

Рассмотренная методика энергетического расчета и экспериментального исследования энергетических характеристик электрогидравлических сервомеханизмов в основном может быть применена и при разработке сервомеханизмов других типов, так как использовавшиеся здесь понятия «механическая характеристика», «пусковой момент», «скорость холостого хода», «нагрузочная характеристика» и др. являются общими для всех следящих приводов, независимо от их принципа действия.

В частности, схемы экспериментальных установок на рис. XIV.11 могут быть использованы не только для исследования гидропривода, но и для пневматического и газового привода, где аналогом момента или усилия также является перепад давлений в рабочих полостях исполнительного двигателя. Применительно к электроприводу постоянного тока в этих схемах датчик перепада давлений следует заменить на датчик тока якоря исполнительного двигателя.

Следует отметить, что для всех типов сервомеханизмов при выборе силовых элементов, управляющего и исполнительного, следует отдельно оценить и согласовать не только их энергетические, но и регулировочные (статические и динамические) характеристики.

7. НАГРУЗОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГАЗОВЫХ ПРИВОДОВ

Часто энергетический расчет приводов различных типов выполняют методом охвата семейства нагрузочных характеристик привода предельной механической характеристикой, построенной для максимального значения управляющего сигнала. Нагрузочные характеристики привода любого типа (гидравлического, газового и т. д.) можно определить методом моделирования уравнений привода с нагрузкой, а также системы управления, в состав которой входит рассматриваемый привод, на аналоговой вычислительной машине [6]. Этот метод позволяет получить совокупность нагрузочных характеристик для различных видов сигналов, поступающих в процессе работы на вход системы управления. Точность метода зависит от полноты использованного при моделировании математического описания элементов системы управления и привода и учета их нелинейностей. Несмотря на достоинство, метод не получил широкого распространения из-за своей трудоемкости. В работе [6] указано на

возможность аналитического определения нагрузочных характеристик приводов, для которых известен закон движения исполнительного органа привода с нагрузкой; отмечено, что аналитический способ является простым и достаточно точным, его можно применить, например, для приводов, входящих в следящие системы копировальных станков, радиолокаторов и т. д. Механические характеристики некоторых типов газовых приводов можно найти с помощью сложных зависимостей, предложенных в работе [7].

В инженерной практике расчетов из-за простоты и наглядности широко применяются графо-аналитические методы. Ниже приведены графо-аналитические способы построения механических и нагрузочных характеристик газового привода.

Нагрузочные характеристики. Пусть нагрузка $R_н$ газового привода с двигателем возвратно-поступательного движения задана в виде

$$R_н = m\ddot{y} + b\dot{y} + cy + f\,\mathrm{sign}\,\dot{y}, \qquad (XIV.59)$$

где m — масса подвижных частей, приведенная к штоку двигателя;
b, f — коэффициенты вязкого и сухого трения подвижных частей двигателя, приведенные к штоку;
c — коэффициент позиционной нагрузки, пропорциональной перемещению штока двигателя;
y, $\dot{y}$, $\ddot{y}$ — перемещение, скорость и ускорение штока двигателя.

Нагрузочные диаграммы (характеристики) рассматриваемого привода представляют собой зависимость усилия $R_н$, необходимого для перемещения подвижных частей двигателя и объекта управления, от скорости их перемещения $v = \dot{y}(t)$ при входном сигнале $z(t)$, изменяющемся во времени по определенному закону. Уравнение нагрузочных характеристик в общем виде можно записать следующим образом:

$$R_н = R(v)_{z=z(t)}. \qquad (XIV.60)$$

Ограничимся построением нагрузочных характеристик приводов, работающих при синусоидальном входном воздействии:

$$z(t) = z_0 \sin \Omega_{вх} t, \qquad (XIV.61)$$

где z_0, $\Omega_{вх}$ — соответственно амплитуда и частота входного сигнала.

Зная закон изменения входного воздействия привода, описываемого линейными дифференциальными уравнениями, нетрудно определить и закон перемещения $y(t)$ штока двигателя — при выполнении условия (XIV. 61) выходной сигнал $y(t)$ также изменялся бы по синусоидальному закону. Однако по отношению к большим амплитудам входного сигнала, перемещающего шток из одного крайнего положения в другое и обратно, газовый привод, вообще говоря, является нелинейным элементом. Экспериментальные исследования газовых приводов с двигателями возвратно-поступательного движения [2] показывают, что при отработке приводом синусоидального входного воздействия выходной сигнал приближается к прямоугольной форме, т. е. $y(t)$ содержит наряду с первой также и третью гармонику:

$$y(t) \approx y_1 \sin \Omega_{вх}(t) + y_3 \sin 3\Omega_{вх} t. \qquad (XIV.62)$$

При этом амплитуда y_3 третьей гармоники обычно не превышает 10% от амплитуды y_1 первой гармоники. Раскроем зависимость (XIV.60) с учетом условий (XIV.59) и (XIV.62), характерных для рассматриваемого газового привода, предварительно определив из уравнения (XIV.62) первую и вторую производные координаты y:

$$R_{н}=y_1(c-m\Omega_{вх}^2)\sin\Omega_{вх}t+y_3(c-9m\Omega_{вх}^2)\sin 3\Omega_{вх}t+$$
$$+y_1 b\Omega_{вх}\cos\Omega_{вх}t+3y_3 b\Omega_{вх}\cos 3\Omega_{вх}t+f\,\mathrm{sign}\,\dot{y} \qquad \text{(XIV.63)}$$

или

$$R_{н}=y_1 c(1-\nu^2)\sin\Omega_{вх}t+y_3 c(1-9\nu^2)\sin 3\Omega_{вх}t+2y_1 c\zeta\nu\cos\Omega_{вх}t+$$
$$+6y_3 c\zeta\nu\cos 3\Omega_{вх}t+f\,\mathrm{sign}\,\dot{y}, \qquad \text{(XIV.64)}$$

где ν — безразмерная частота входного сигнала;
ζ — коэффициент демпфирования нагрузки.

$$\nu=\Omega_{вх}\sqrt{\frac{m}{c}}; \qquad \text{(XIV.65)}$$

$$\zeta=\frac{b}{2\sqrt{mc}}. \qquad \text{(XIV.66)}$$

Скорость двигателя находим из уравнения (XIV.62):

$$v=y_1\Omega_{вх}\cos\Omega_{вх}t+3y_3\Omega_{вх}\cos 3\Omega_{вх}t. \qquad \text{(XIV.67)}$$

Как показано ниже, механические характеристики газового привода удобно строить в системе осей координат, по которым отложены безразмерные скорость и усилие.

Введем следующие обозначения:

p_{00} — давление газа на входе в привод;
$F_{п}$ — рабочая (эффективная) площадь поршня;
V_0 — объем полости двигателя при среднем положении поршня;
Y_0 — приведенная длина полости двигателя;
Y_1, Y_3 — безразмерные амплитуды первой и третьей гармоник выходного сигнала;
$k_{п}$ — коэффициент нагрузки, зависящий от положения штока двигателя;
ρ — безразмерная нагрузка.

При этом

$$Y_0=\frac{V_0}{F_{п}}; \qquad \text{(XIV.68)}$$

$$\left.\begin{aligned} Y_1&=\frac{y_1}{Y_0};\\ Y_3&=\frac{y_3}{Y_0};\end{aligned}\right\} \qquad \text{(XIV.69)}$$

$$k_{п}=\frac{cY_0}{p_{00}F_{п}}; \qquad \text{(XIV.70)}$$

$$\rho=\frac{R_{н}}{p_{00}F_{п}}; \qquad \text{(XIV.71)}$$

Приведем к безразмерному виду уравнение (XIV.64), разделив обе его части на произведение $p_{00}F_п$:

$$\rho = k_n Y_1 [(1-\nu^2)\sin\Omega_{вх}t + Y_3/Y_1(1-9\nu^2)\sin 3\Omega_{вх}t + 2\zeta\nu\cos\Omega_{вх}t + \\ + 6\zeta\nu Y_3/Y_1\cos 3\Omega_{вх}t] + f/p_{00}F_п \operatorname{sign}\dot{y}. \qquad (XIV.72)$$

Обозначим:

$$\rho_0(\Omega_{вх}t) = (1-\nu^2)\sin\Omega_{вх}t + Y_3/Y_1(1-9\nu^2)\sin 3\Omega_{вх}t; \qquad (XIV.73)$$

$$u_0(\Omega_{вх}t) = \cos\Omega_{вх}t + 3Y_3/Y_1\cos 3\Omega_{вх}t; \qquad (XIV.74)$$

$$\rho_b(\Omega_{вх}t) = \rho_0(\Omega_{вх}t) + 2\zeta u_0(\Omega_{вх}t)\,\nu; \qquad (XIV.75)$$

$$\rho_c = \frac{f}{cy_1}; \qquad (XIV.76)$$

$$\rho_a(\Omega_{вх}t) = \rho_b(\Omega_{вх}t) + \rho_c \operatorname{sign} u_0. \qquad (XIV.77)$$

Перепишем уравнение (XIV.72) с учетом принятых обозначений:

$$\rho = k_n Y_1\left[\rho_b(\Omega_{вх}t) + \frac{f}{p_{00}F_п k_п Y_1}\operatorname{sign} u_0\right]$$

или

$$\rho = k_n Y_1 \rho_a(\Omega_{вх}t). \qquad (XIV.78)$$

Обычно усилие, затрачиваемое на преодоление сухого трения, не превышает (0,15—0,2) $y_m c$, где y_m — максимальный ход поршня двигателя. Так как $y_1 \leqslant y_m$, то $f/y_1 c$ = 0,15 ÷ 0,20.

Назовем фиктивной скоростью газа величину $v_ф$, имеющую размерность скорости,

$$v_ф = AR\sqrt{T_{00}}, \qquad (XIV.79)$$

где

A — постоянный для данного газа коэффициент, входящий в формулу весового расхода газа через дроссель;

R — газовая постоянная;

T_{00} — температура газа на входе в привод;

$$A = \sqrt{\frac{gk}{R}\left(\frac{2}{k+1}\right)^{\frac{k+1}{k-1}}}; \qquad (XIV.80)$$

здесь k — показатель адиабаты;

g — ускорение силы тяжести.

Поскольку фиктивная скорость газа $v_ф$ значительно больше скорости v поршня двигателя, безразмерную скорость u поршня целесообразно определить следующим образом:

$$u = \frac{v}{v_ф}\cdot\frac{F_п}{F_н}, \qquad (XIV.81)$$

где $F_н$ — нормирующее значение площади ($F_н \leqslant F_п$). В этом случае максимальное значение безразмерной скорости u_{max} будет близким к единице.

Поскольку в правую часть уравнения (XIV.67) входит частота $\Omega_{вх}$, для приведения его к безразмерному виду необходимо ввести некоторую фиктивную частоту $\Omega_ф$.

Обозначим

$$\Omega_ф = \frac{v_ф}{Y_0} \frac{F_н}{F_п}, \tag{XIV.82}$$

тогда

$$u = \frac{v}{Y_0 \Omega_ф}. \tag{XIV.83}$$

Подставляя в выражение (XIV.83) значение v из уравнения (XIV.67) получим

$$u = Y_1 \frac{\Omega_{вх}}{\Omega_ф} \cos \Omega_{вх} t + 3Y_3 \frac{\Omega_{вх}}{\Omega_ф} \cos 3\Omega_{вх} t.$$

Введем еще одну вспомогательную функцию

$$u_a (\Omega_{вх} t) = \frac{\Omega_{вх}}{\Omega_m} u_0 (\Omega_{вх} t), \tag{XIV.84}$$

где

Ω_m — максимальная частота входного сигнала.

При принятых обозначениях находим, что

$$u = Y_1 \frac{\Omega_m}{\Omega_ф} u_a (\Omega_{вх} t). \tag{XIV.85}$$

Итак, в параметрическом виде уравнения безразмерных нагрузочных характеристик можно записать в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} u &= Y_1 \frac{\Omega_m}{\Omega_ф} u_a (\Omega_{вх} t); \\ \rho &= k_n Y_1 \rho_a (\Omega_{вх} t). \end{aligned} \right\} \tag{XIV.86}$$

Чтобы нагрузочные характеристики располагались в I и II квадрантах, следует задаваться значениями аргумента Ωt в пределах $+90 \geqslant \Omega_{вх} t \geqslant -90°$ (в указанном диапазоне изменения $\Omega_{вх} t$ функция $u_a (\Omega_{вх} t)$ положительна, если, как это следует из уравнения (XIV.84), $3Y_3/Y_1 < \frac{1}{3}$, т. е. $y_3 < 0,11\, y_1$).

Если пренебречь третьей гармоникой сигнала $y(t)$, построение нагрузочных характеристик заметно упрощается, так как выражения $u_0 (\Omega_{вх} t)$ и $\rho_0 (\Omega_{вх} t)$ становятся более простыми:

$$\left. \begin{aligned} \rho_0 (\Omega_{вх} t) &= (1 - \nu^2) \sin \Omega_{вх} t; \\ u_0 (\Omega_{вх} t) &= \cos \Omega_{вх} t. \end{aligned} \right\} \tag{XIV.87}$$

Из системы уравнений (XIV.87) следует:

$$u_0^2 + \frac{\rho_0^2}{(1-\nu^2)^2} = 1. \tag{XIV.88}$$

Таким образом, безразмерные нагрузочные характеристики $u_0 = u(\rho_0)$ представляют собой эллипсы с полуосями $u_{0m} = 1$ (наибольшая ордината) и $\rho_{0m} = 1 - \nu^2$ (наибольшая абсцисса) (рис. XIV.14).

Определим теперь зависимость $u_0 = u(\rho_0)$ с учетом первой и третьей гармоник (считая известным отношение Y_3/Y_1). Для каждого значения величины u_0, по формуле (XIV.74) можно найти соответст-

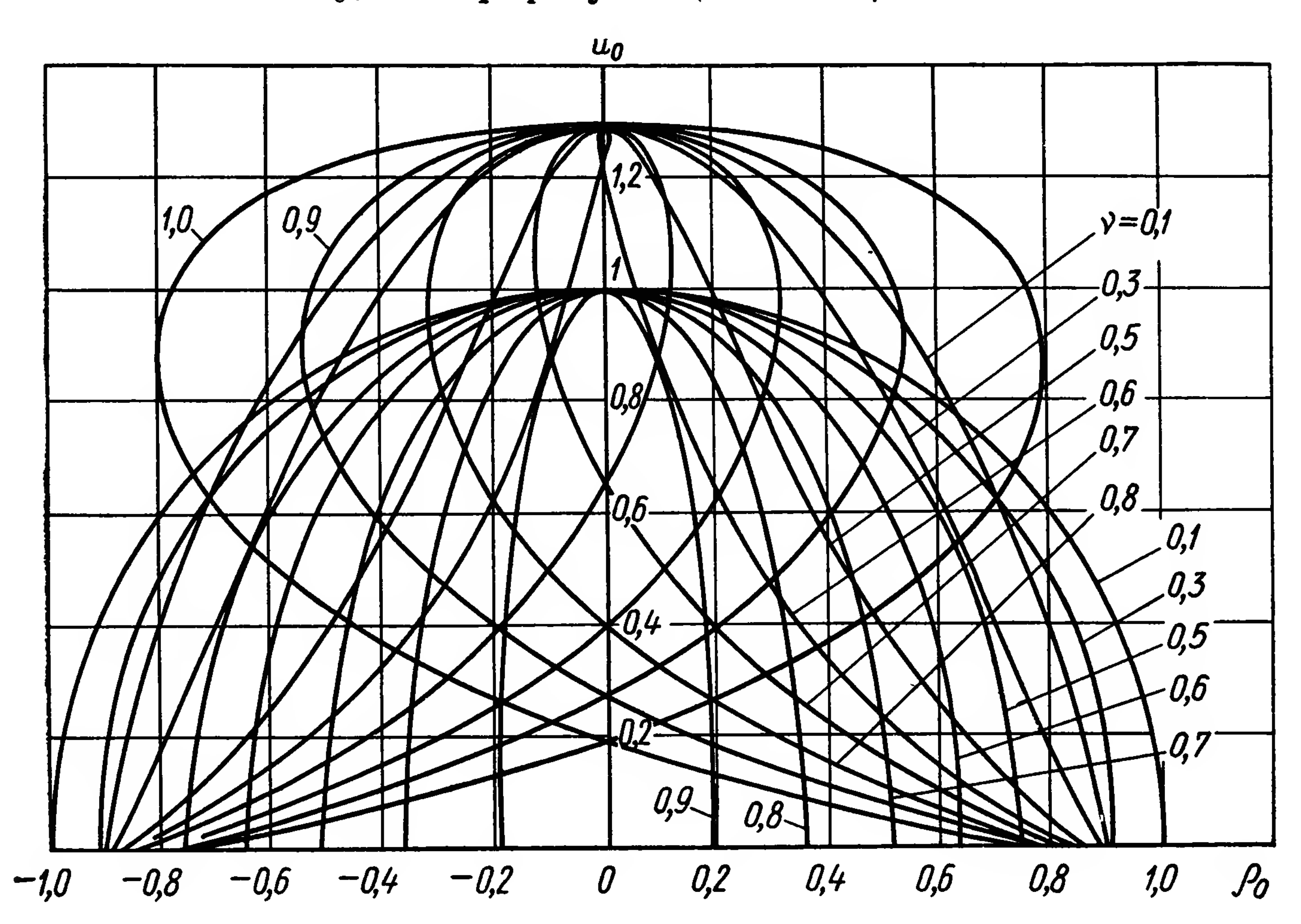


Рис. XIV.14. Безразмерные нагрузочные характеристики

вующие значения величин $\Omega_{вх}t$ и функций $f_1(u_0) = \sin \Omega_{вх}t(u_0)$, $f_2(u_0) = \sin 3\Omega_{вх}t(u_0)$. Графики функций $\Omega_{вх}t = f_0(u_0)$, $f_1(u_0)$ и $f_2(u_0)$ показаны на рис. XIV.15. С помощью этих функций для выбранного ν нетрудно определить значения

$$\rho_0 = (1 - \nu^2) f_1(u_0) + \frac{Y_3}{Y_1}(1 - 9\nu^2) f_2(u_0).$$

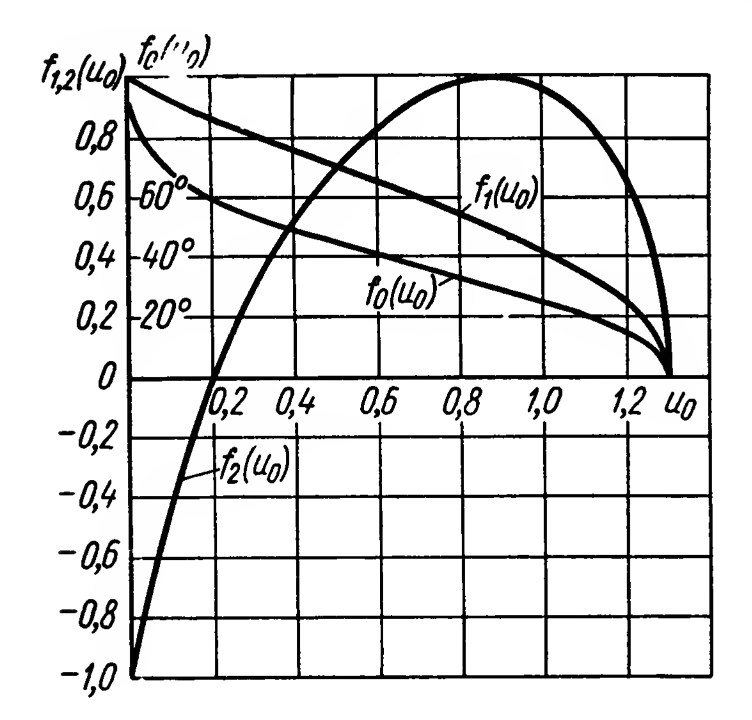


Рис. XIV.15. Графики функций $f_0(u_0)$, $f_1(u_0)$, $f_2(u_0)$

Кривые $u_0 = u(\rho_0)$ изображены на рис. XIV.14. Для всех кривых наибольшее значение ординаты $u_{0m} = 1{,}3$.

Используя кривые $u_0 = u(\rho_0)$, можно построить безразмерные нагрузочные характеристики $u_a = u(\rho_a)$. Для этого необходимо:

сдвинув все точки кривой $u_0 = u(\rho_0)$ вправо на величину $2\zeta\nu u_0$, получить график зависимости $u_0 = u(\rho_b)$;

сместив ось u_0 влево на величину ρ_c, получить кривую $u_0 = u(\rho_a)$;

продеформировать ординаты кривых $u_0 = u(\rho_a)$ в $\frac{\Omega_{вх}}{\Omega_m}$ раз.

8. МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Механической характеристикой газового привода называется зависимость скорости v перемещения его двигателя от нагрузки $R_н$ на нем при определенном значении входного сигнала привода и при неиз-

менных (для постоянных значений сигнала и нагрузки) давлениях и температурах газа в полостях двигателя.

Для привода с газовым усилителем, имеющим четыре переменных дросселя, которые включены в мостовую схему (рис. XIV.16), разность весовых расходов G газа через дроссели полумостов усилителя равна скорости изменения веса P газа в полостях двигателя:

$$\left.\begin{aligned} G_1 - G_2 &= \frac{dP_л}{dt}; \\ G_4 - G_3 &= \frac{dP_п}{dt}. \end{aligned}\right\} \qquad (XIV.89)$$

где $P_л$ и $P_п$ — вес газа соответственно в левой и правой полостях двигателя.

Записав развернутые выражения весовых расходов газа [4] в уравнениях (XIV.89), получим

$$\left.\begin{aligned} \mu_1 F_1 A \frac{p_{00}}{\sqrt{T_{00}}} \psi(\beta_л) - \mu_2 F_2 A \frac{p_{00}}{\sqrt{T_{кл}}} \beta_л \psi\left(\frac{1}{n\beta_л}\right) &= \frac{p_{00} F_п}{R T_л} \beta_л v; \\ \mu_4 F_4 A \frac{p_{00}}{\sqrt{T_{кп}}} \beta_п \psi\left(\frac{1}{n\beta_п}\right) - \mu_3 F_3 A \frac{p_{00}}{\sqrt{T_{00}}} \psi(\beta_п) &= \frac{p_{00} F_п}{R T_п} \beta_п v, \end{aligned}\right\} \qquad (XIV.90)$$

где F_1, F_3 — площади входных дросселей полумостов;
F_2, F_4 — площади сливных дросселей полумостов;
μ_1, μ_4 — коэффициенты расхода дросселей;
$T_{кл}$, $T_{кп}$ — температура газа в камере перед сливными дросселями левого и правого полумостов;
$T_л$, $T_п$ — температура газа в левой и правой полостях двигателя;
$\beta_л$, $\beta_п$ — безразмерные давления газа в левой и правой междроссельных камерах $\left(\beta_л = \frac{p_л}{p_{00}}; \beta_п = \frac{p_п}{p_{00}}\right)$;
$\psi(\beta)$ — функция расхода [4],

$$n = \frac{p_{00}}{p_c},$$

p_c — давление сброса,

$$\frac{p_c}{p_л} = \frac{1}{n\beta_л}; \quad \frac{p_c}{p_п} = \frac{1}{n\beta_п}.$$

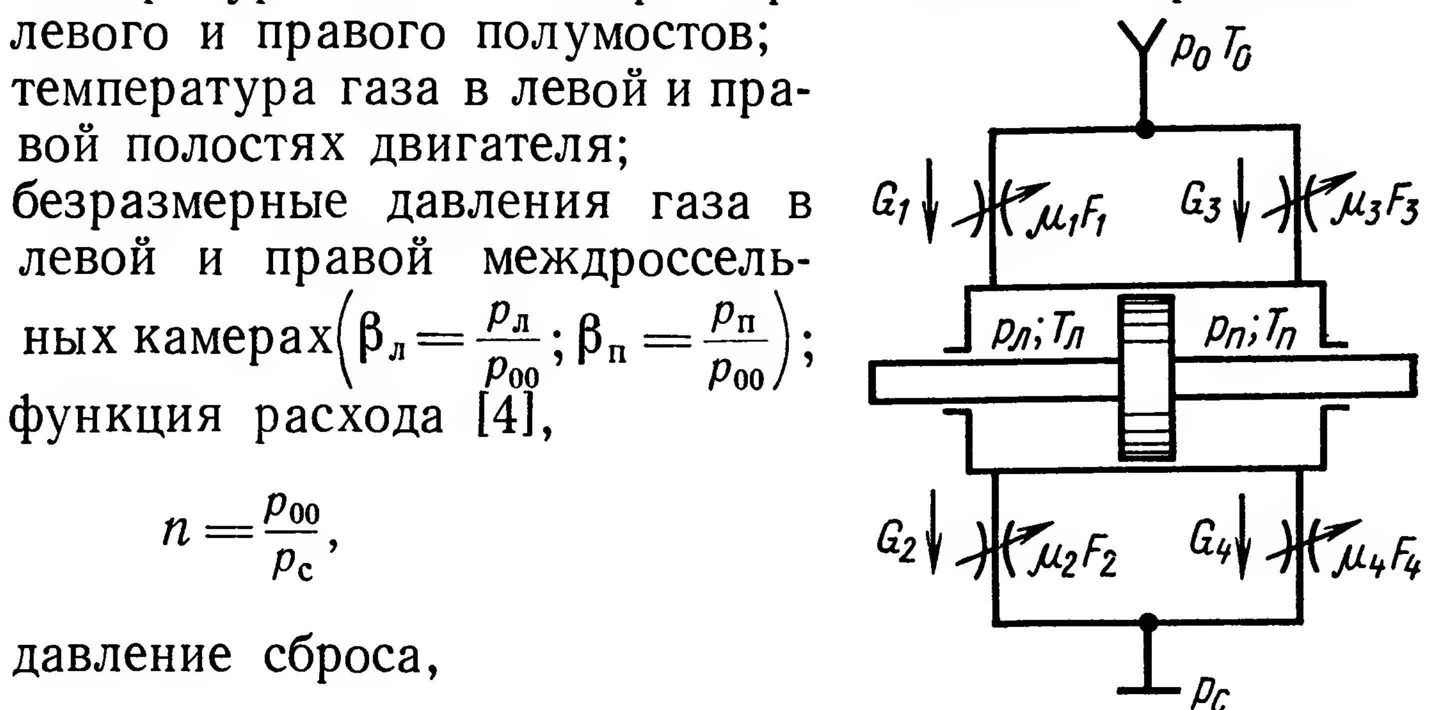


Рис. XIV.16. Схема газового привода

Разделим все члены первого уравнения (левого полумоста) системы (XIV.90) на величину $AF_н p_{00} \beta_л \sqrt{T_{00}}/T_л$ и члены второго уравнения (правого полумоста) на $AF_н p_{00} \beta_п \sqrt{T_{00}}/T_п$, получим

$$\left.\begin{aligned} \delta_1 \theta_л \frac{\psi(\beta_л)}{\beta_л} - \delta_2 \frac{\theta_л}{\sqrt{\theta_{кл}}} \psi\left(\frac{1}{n\beta_л}\right) &= u; \\ \delta_4 \frac{\theta_п}{\sqrt{\theta_{kп}}} \psi\left(\frac{1}{n\beta_п}\right) - \delta_3 \theta_п \frac{\psi(\beta_п)}{\beta_п} &= u, \end{aligned}\right\} \qquad (XIV.91)$$

где δ_i — относительная площадь i-го дросселя

$$\left(\delta_i = \frac{\mu_i F_i}{F_{\text{н}}}; \qquad i = 1,\ 2,\ 3,\ 4\right);$$

θ — относительная температура газа в полости двигателя или в междроссельной камере $\left(\theta_{\text{л}} = \frac{T_{\text{л}}}{T_{00}};\ \theta_{\text{п}} = \frac{T_{\text{п}}}{T_{00}};\ \theta_{\text{кл}} = \frac{T_{\text{кл}}}{T_{00}};\ \theta_{\text{кп}} = \frac{T_{\text{кп}}}{T_{00}}\right)$.

Введем вспомогательные функции $\varphi_1(a',\ \beta)$ и $\varphi_2(a'',\ \beta)$:

$$\left.\begin{aligned} \varphi_1(a',\ \beta) &= \frac{\psi(\beta)}{\beta} - a'\psi\left(\frac{1}{n\beta}\right); \\ \varphi_2(a'',\ \beta) &= \psi\left(\frac{1}{n\beta}\right) - a''\frac{\psi(\beta)}{\beta}, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XIV.92)}$$

в которых

$$a' = \frac{\delta_2}{\delta_1\sqrt{\theta_{\text{кл}}}}; \qquad a'' = \frac{\delta_3}{\delta_4}\sqrt{\theta_{\text{кп}}},$$

β — независимая переменная, соответствующая безразмерному давлению газа в левой или правой междроссельных камерах.

Графики функций $\varphi_1(a',\ \beta)$ и $\varphi_2(a'',\ \beta)$ приведены на рис. XIV.17.

Уравнения (XIV.91) можно переписать в виде

$$\left.\begin{aligned} &\delta_1\theta_{\text{л}}\varphi_1(a',\ \beta_{\text{л}}) = u; \\ &\delta_4\frac{\theta_{\text{п}}}{\sqrt{\theta_{\text{кп}}}}\varphi_2(a'',\ \beta_{\text{п}}) = u. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XIV.93)}$$

Усилие $R_{\text{н}}$ на штоке двигателя газового привода равно

$$R_{\text{н}} = (p_{\text{л}} - p_{\text{п}})\,F_{\text{п}}$$

или в безразмерной форме

$$\rho = \beta_{\text{л}} - \beta_{\text{п}}. \qquad \text{(XIV.94)}$$

Безразмерные механические характеристики привода можно построить, использовав систему уравнений:

$$\left.\begin{aligned} &u = \delta_1\theta_{\text{л}}\varphi_1(a',\ \beta_{\text{л}}); \\ &\rho = \beta_{\text{л}} - \beta_{\text{п}}; \\ &\varphi_2(a'',\ \beta_{\text{п}}) = \frac{\delta_1}{\delta_4}\frac{\theta_{\text{л}}\sqrt{\theta_{\text{кп}}}}{\theta_{\text{п}}}\varphi_1,\ (a',\ \beta_{\text{л}}). \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XIV.95)}$$

Графический способ построения механических характеристик газового привода на основании уравнений (XIV.95) состоит в том, что для j-го значения входного воздействия определяются значения параметров θ_j, δ_j, a'_j, a''_j и из семейства кривых, изображенных на рис. XIV.17, выделяются кривые I и II с параметрами a'_j и a''_j

(рис. XIV.18). Для ряда выбранных значений безразмерного давления $\beta_{лT} > \beta_{л1} > \beta_{л2}$ в левой полости двигателя определяются значения ординат d_i ($i = T, 1, 2...$) на кривой φ_1 (a', β) подсчитываются значения ординат d'_i на кривой φ_2 (a'', β):

$$d'_i = d_i \frac{\delta_1 \theta_л}{\delta_4 \theta_п} \sqrt{\theta_{кп}} \quad \text{(XIV.96)}$$

и по ним определяются абсциссы $\beta_{пT} < \beta_{п1} < \beta_{п2}$ точек с ординатами d'_i [заторможенному состоянию двигателя соответствуют давления $\beta_{лT}$, $\beta_{пT}$ и значения функций φ_1 (a', $\beta_{лT}$) $=$ $= \varphi_2$ (a'', $\beta_{пT}$) $= 0$. Скорость u_i связана с ординатой d_i зависимостью

$$u_i = \delta_1 \theta_л d_i, \quad \text{(XIV.97)}$$

безразмерное усилие

$$\rho_i = \beta_{лi} - \beta_{пi}. \quad \text{(XIV.98)}$$

На график механических характеристик (рис. XIV.18, *б*) наносят серию точек (ρ_i, u_i) [заторможенному положению двигателя соответствует точка (ρ_T, 0), где $\rho_T = \beta_{лT} - \beta_{пT}$.]

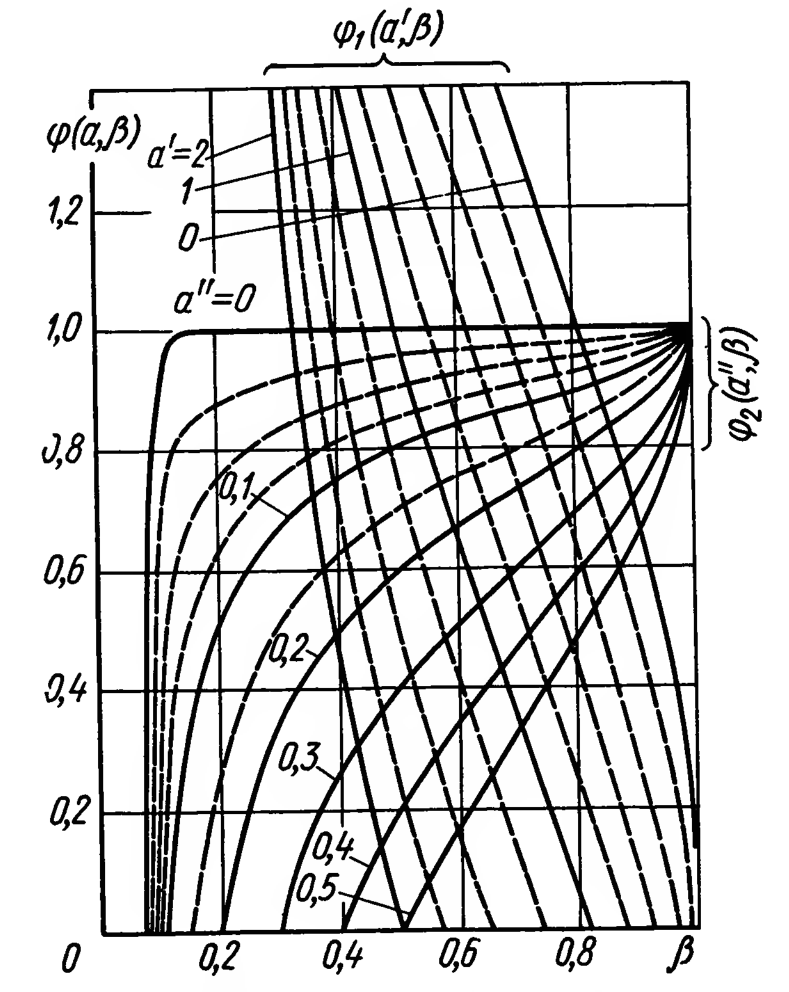


Рис. XIV.17. Графики функций φ_1 (a', β), φ_1 (a'', β)

В газовом приводе каждому входному сигналу, определяющему проходные сечения дросселей усилителя, соответствуют определенные значения температур газа $T_л$, $T_п$, $T_{кп}$, $T_{кл}$, зависящие от интен-

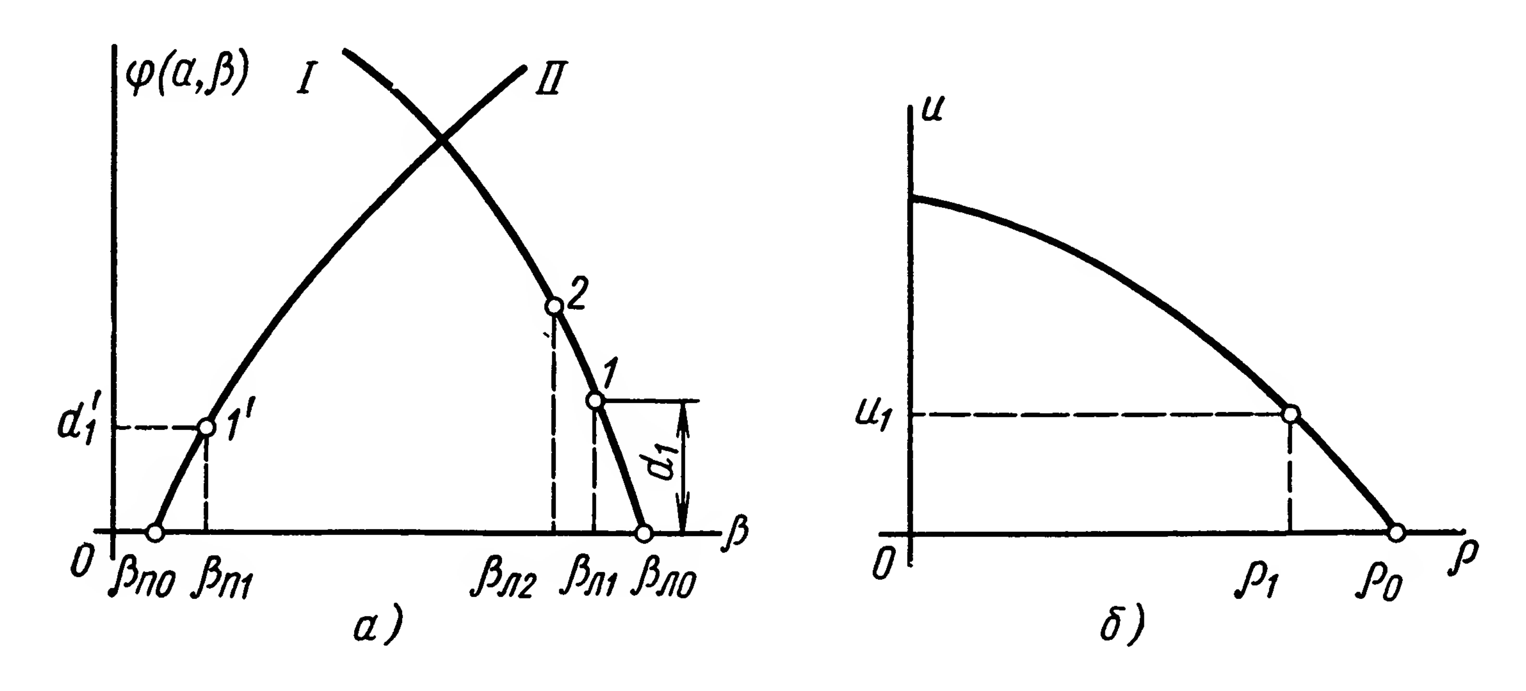


Рис. XIV.18. Механическая характеристика:

а — вспомогательное построение; *б* — безразмерная характеристика

сивности теплопередачи в конкретной конструкции привода и обычно известные из практики эксплуатации газовых приводов.

Рассмотрим построение предельных механических характеристик, соответствующих такому отклонению подвижной части усилителя от нейтрального положения, при котором у одного полумоста эффективная площадь входного дросселя принимает наибольшее значение

(если дроссель переменный), площадь сливного дросселя — наименьшее, а у второго полумоста — наоборот, площади входного и сливного дросселей становятся соответственно наименьшей и наибольшей. Обычно указанные значения площадей соответствуют максимальному отклонению подвижной части усилителя от нейтрального положения. Предельные параметры привода имеют индекс «m». Не нарушая общности рассуждений, рассмотрим такие отклонения подвижной части газового усилителя, при которых эффективная площадь $(\mu_1 F_1)_m$ входного дросселя больше ее значения $(\mu_1 F_1)_0$ в нейтральном положении.

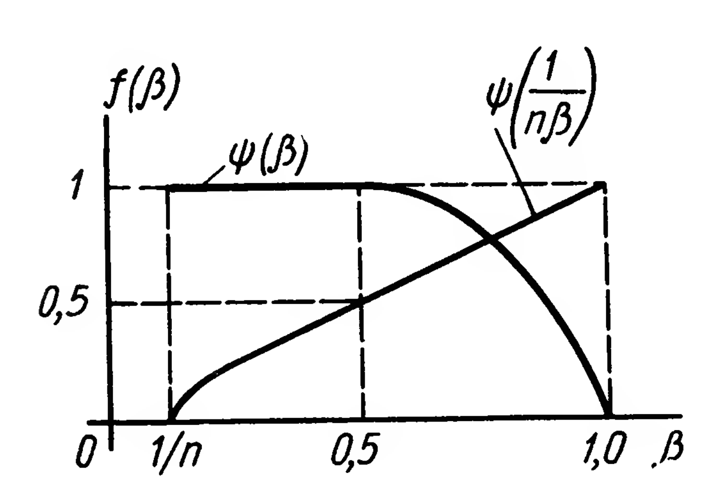


Рис. XIV. 19. Графики функций $\psi(\beta)$ и $\left(\frac{1}{n\beta}\right)$

Для газового привода удобно принять нормирующее значение площади

$$F_н = (\mu_1 F_1)_0 + (\mu_2 F_2)_0. \qquad \text{(XIV.99)}$$

Соотношение между площадями дросселей $(\mu_1 F_1)_0$ и $(\mu_2 F_2)_0$ можно определить из следующих соображений. Чтобы при изменении положения подвижной части усилителя диапазон изменения давления в междроссельной камере был наибольшим, при нейтральном положении усилителя должно выполняться условие $\beta_0 = 0{,}5$. Величина безразмерного давления β_0 газа в междроссельной камере при нейтральном положении усилителя и неподвижном штоке двигателя может быть найдена из условия равенства весовых расходов газа через входной и сливной дроссели полумоста:

$$(\mu_1 F_1)_0 A \frac{p_{00}}{\sqrt{T_{00}}} \psi(\beta_0) = (\mu_2 F_2)_0 A \frac{p_к}{\sqrt{T_к}} \beta_0 \psi\left(\frac{1}{n\beta_0}\right) \qquad \text{(XIV.100)}$$

Как следует из графиков функций $\psi(\beta)$ и $x\psi\left(\frac{1}{n\beta}\right)$ для случая $n \geqslant 4$ (рис. XIV.19) при $\beta_0 = 0{,}5$, $\psi(\beta_0) = 1$ и $\beta_0 \psi\left(\frac{1}{n\beta_0}\right) = 0{,}5$.

Без большой погрешности можно считать $\sqrt{T_к/T_{00}} \approx 0{,}9 \div 1$, поэтому

$$(\mu_2 F_2)_0 \approx (1{,}8 \div 2)(\mu_1 F_1)_0. \qquad \text{(XIV.101)}$$

Таким образом

$$F_н \approx (2{,}8 \div 3)(\mu_1 F_1)_0. \qquad \text{(XIV.102)}$$

В эквивалентной схеме газового привода (рис. XIV.16) входные дроссели левого и правого полумостов усилителя могут быть либо переменными (схема *I*, рис. XIV.16), либо постоянными (схема *II*). К схеме *I* приводятся, например, усилители со струйной трубкой и проточные усилители с цилиндрическими или плоскими золотниками, к схеме *II* — усилители с соплами и золотниками. Для приводов с идеальными двигателями (в которых отсутствуют утечки газа из полостей двигателя в окружающую среду и перетечки из одной полости в другую) можно составить таблицу соотношений площадей, входящих в параметры δ_{im}, a'_m, a''_m (табл. XIV.1). Максимальное

Тип схемы	Значения параметров усилителя						
	δ_{1m}	δ_{2m}	δ_{3m}	δ_{4m}	δ_{1m}/δ_{4m}	δ_{2m}/δ_{1m}	δ_{3m}/δ_{4m}
Схема *I*	1	0	0	1	1	0	0
Схема *II*	0,33	0	0,33	1,33	0,25	0	0,25

значение эффективных площадей дросселей определяется зависимостью

$$(\mu_i F_i)_m = (\mu_i F_i)_0 + \Delta F_i. \qquad \text{(XIV.103)}$$

При этом рассмотрен часто встречающийся случай, когда для схемы *I*

$$\Delta F_1 = \Delta F_4 = -\Delta F_2 = -\Delta F_3 = 2\,(\mu_1 F_1)_0 \qquad \text{(XIV.104)}$$

и для схем *II*

$$\left.\begin{aligned} \Delta F_1 &= \Delta F_3 = 0; \\ \Delta F_2 &= -\Delta F_4 = -2\,(\mu_1 F_1)_0. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XIV.105)}$$

Кроме того, было принято

$$F_н = 3\,(\mu_1 F_1)_0.$$

При существовании утечек газа через уплотнения штока двигателя следует увеличить значения площадей $(\mu_2 F_2)_m$ и $(\mu_4 F_4)_m$ на величину порядка $(0{,}1-0{,}2)\,F_\Delta$, при перетечках газа через уплотнения поршня — увеличить $(\mu_2 F_2)_m$ и $(\mu_3 F_3)_m$ на величину порядка $0{,}1 F_\Delta$. При этом $F_\Delta \leqslant F_н$ для схемы *I* и $F_\Delta \leqslant \frac{1}{3} F_н$ для схемы *II*, т. е. утечки и перетечки газа приведены с наибольшей площади входного дросселя полумоста, связанного с полостью наполнения двигателя.

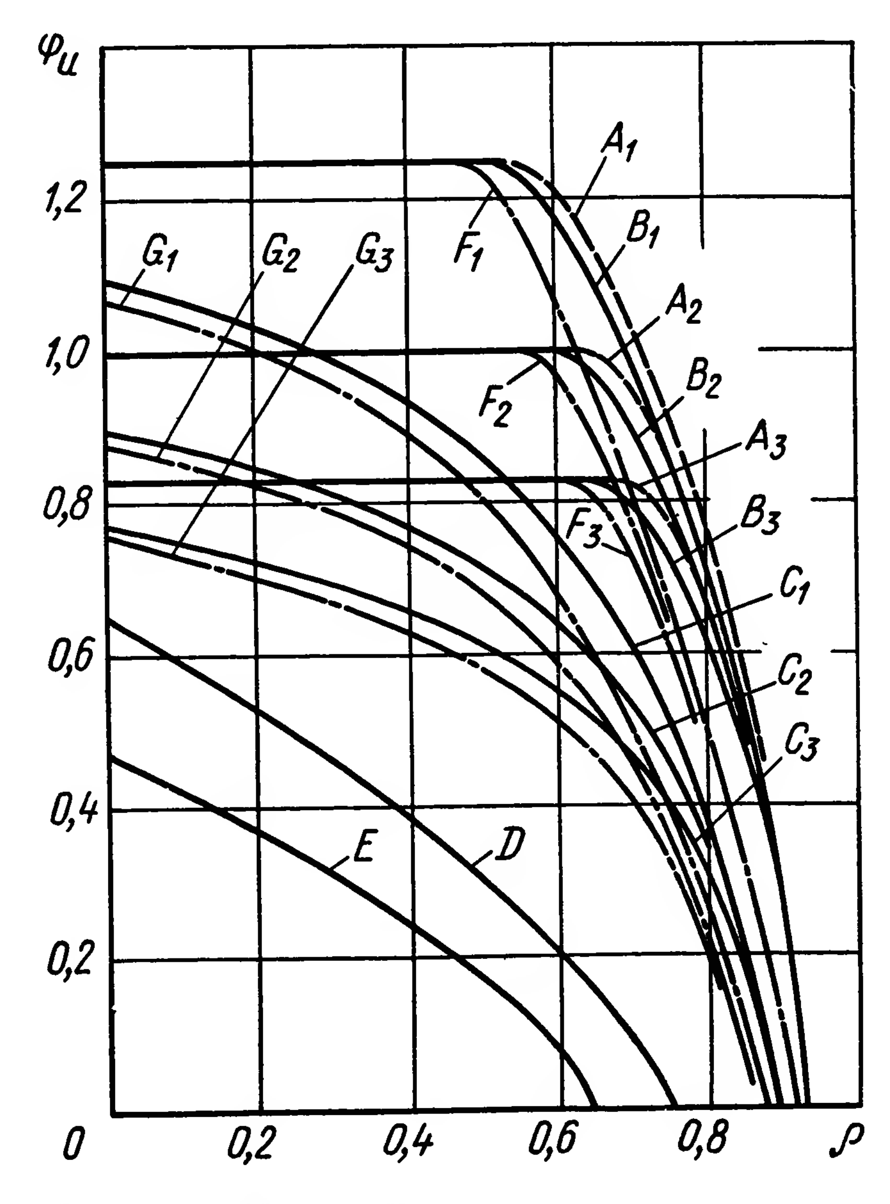


Рис. XIV.20. Предельные механические характеристики

На рис. XIV.20 показаны предельные механические характеристики $\varphi_и(\rho)$ пневматического привода, полученные для различных сочетаний величин a', a'', $\mu_1 F_1/\mu_4 F_4$. Индексы 1, 2 и 3 при буквенных обозначениях кривых на рис. XIV.20 соответствуют значениям $(\mu_1 F_1)_m/(\mu_4 F_4)_m$, равным 0,8; 1,0 и 1,2. Кривые *A* получены для случая $a' = a'' = 0$. Эти кривые характеризуют, например, усилитель с цилиндрическим или плоским золотником, в котором отсутствуют утечки воздуха. Источник питания через дроссель подсоединен к одной полости двигателя, вторая полость которого также через дроссель

соединена со сливом. Кривые B построены при значениях $a' = 0{,}1$, $a'' = 0$ — в ячейке привода, соединенной с полостью наполнения, существуют небольшие утечки воздуха (неидеальный цилиндрический или плоский золотники, усилитель со струйной трубкой при небольшом зазоре между трубкой и плиткой с приемными окнами). Характеристики F ($a' = 0{,}3$, $a'' = 0$) в отличие от кривых B соответствуют случаю повышенных утечек воздуха из полости наполнения. Кривые C построены при значениях $a' = a'' = 0{,}1$ — это характеризует небольшие перетечки воздуха из полости наполнения двигателя в полость опорожнения через зазор между поршнем и цилиндром. Кривая D построена при значениях $a' = 0{,}1$; $a'' = 0{,}25$; $(\mu_1 F_1)_m/(\mu_4 F_4)_m = 0{,}25$, кривая E — при $a' = 0{,}1$; $a'' = 0{,}35$; $(\mu_1 F_1)_m/(\mu_4 F_4)_m = 0{,}25$. Эти кривые характеризуют, например, усилитель с соплами и заслонками при наличии небольших утечек воздуха из полости наполнения. Характеристики G соответствуют случаю $a' = 0{,}3$, $a'' = 0{,}1$. Их можно применить, например, для усилителя со струйной трубкой при нормальном зазоре между трубкой и плиткой с приемными окнами и наличии перетечек воздуха из одной полости двигателя в другую. Для кривых A, B, C, G, F $\varphi_u = \varphi_1$, $u = \delta_{1m}\varphi_u$ для кривых D, E $\varphi_u = \frac{1}{3}\varphi_1$; $u = 3\delta_{1m}\varphi_u$.

9. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ГАЗОВОГО ПРИВОДА

Энергетический расчет газового привода можно провести методом сопоставления нагрузочных характеристик привода (или отдельных их точек) и уточненных механических. При этом могут быть заданы такие данные, как скорость холостого хода v_x, усилие торможения $R_т$, наибольшая частота сигнала Ω_m, которую должен отрабатывать привод. Исходными данными служат параметры газа k, R, T_{00} и нагрузки — m, c, f, b (или ζ).

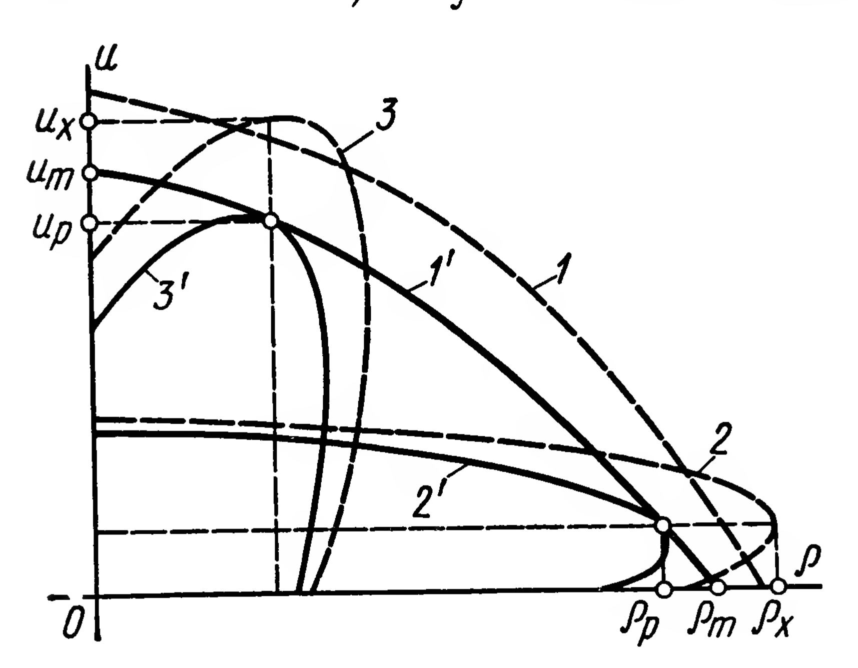


Рис. XIV.21. Согласование механических и нагрузочных характеристик газового привода

Энергетический расчет выполняют в два этапа — сначала проводят построение механических и нагрузочных характеристик, затем определяют основные геометрические параметры газового привода.

Нагрузочные характеристики строят в виде кривых $u_a = u\,(\rho_a)$. Выбрав конструкцию привода, можно определить его предельную механическую характеристику (кривая *1* на рис. XIV.21). Уточненная механическая характеристика (кривая *1'*) должна быть получена с учетом поправок, определяемых скоростями изменения давления в полостях двигателя. На рис. XIV.21 изображены типовые нагрузочные характеристики привода (кривые *2* и *3*) для двух различных частот входного сигнала.

Энергетический расчет производят следующим образом: а) изменяют абсциссы всех нагрузочных кривых в k_r раз, а ординаты — в k_u раз так, чтобы деформированные нагрузочные характеристики (кривые 2' и 3' на рис. XIV.21) оказались внутри области, охватываемой предельной механической характеристикой:

$$\left.\begin{aligned} k_r &= \frac{\rho_х}{\rho_р}; \\ k_u &= \frac{u_х}{u_р}, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XIV.106)}$$

где $\rho_р$, $u_р$ — расчетные значения безразмерной нагрузки и скорости, определяемые по точкам касания механической и деформированных нагрузочных характеристик;

$\rho_х$, $u_х$ — соответствующие величинам $\rho_р$, $u_р$ абсцисса (ордината) исходных нагрузочных характеристик;

б) с помощью найденных коэффициентов деформаций k_r и k_u, которые могут быть взяты с некоторым запасом, составляют вспомогательные соотношения $p_{00}F_п$ и $F_н/F_п$, позволяющие определить основные геометрические параметры газового усилителя и двигателя. В соответствии с выражениями (XIV.86) множители при членах $u_a(\Omega t)$ и $\rho_a(\Omega t)$ являются величинами, обратными коэффициентам деформаций k_r и k_u, т. е.

$$\left.\begin{aligned} k_n Y_1 &= \frac{1}{k_r}; \\ Y_1 \frac{\Omega_m}{\Omega_ф} &= \frac{1}{k_u}. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XIV.107)}$$

Раскрыв в уравнениях (XIV.107) значения величин $k_п$ и $\Omega_ф$, получим

$$\left.\begin{aligned} p_{00}F_п &= c y_m k_r; \\ \frac{F_н}{F_п} &= \frac{\Omega_m y_m}{v_ф} k_u. \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XIV.108)}$$

При использовании в расчете скорости $v_х$ и усилия $R_т$, основные геометрические параметры привода выбирают по зависимостям:

$$\frac{F_н}{F_п} = \frac{v_x}{u_m A R \sqrt{T_{00}}};$$

$$p_{00}F_п = \frac{R_т}{\rho_m}.$$

Задавшись величиной давления питания p_{00}, можно определить эффективную площадь поршня $F_п$, нормирующее значение площади $F_н$ и значения эффективных площадей входных и сливных дросселей полумостов привода при нейтральном положении управляющего органа:

$$(\mu_1 F_1)_0 = (0{,}45 - 0{,}5)\,(\mu_2 F_2)_0 \approx (0{,}33 - 0{,}36)\,F_н. \qquad \text{(XIV.109)}$$

Вычисленные значения площадей дают возможность определить основные размеры элементов газового усилителя и двигателя. Окончательные значения величин определяют после выполнения динамического расчета газового привода.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Гамынин Н. С., Каменир Я. А., Коробочкин Б. Л., Крассов И. М., Лещенко В. А., Хаймович Е. М.** Гидравлический следящий привод. М., «Машиностроение», 1968, с. 429—462.

2. **Герц Е. В.** Пневматические приводы. М., «Машиностроение», 1969, 360 с

3. **Гидравлические** и пневматические силовые системы управления. Под ред Блэкборн, Ритхоф, Шерер. М., Изд-во иностр. лит. 1962, с. 348—350.

4. **Казмиренко В. Ф., Прокофьев В. Н.** О синтезе цепей неодномерных силовых автоматических систем. — «Автоматика и телемеханика» № 6, 1973, с. 105—111.

5. **Крассов И. М., Сенько Л. А., Середкин В. П.** Согласование энергетических возможностей гидравлического привода с объектом управления — «Приборы и системы управления», № 5, 1973, с. 17—19.

6 **Мелкозеров П. С.** Энергетический расчет систем автоматического управления и следящих приводов. М., «Энергия», 1968, 304 с.

7. **Подчуфаров Б. М.** Об энергетических возможностях пневматических приводов систем автоматики. «Известия. Машиностроение», 1964, № 9.

8. **Прокофьев В. Н., Данилов Ю. А., Кондаков Л. А., Луганский А. С., Целин Ю. А.** Аксиально-поршневой регулируемый гидропривод. М., «Машиностроение», 1969, с. 235—256.

9. **Прокофьев В. Н., Казмиренко В. Ф.** Расчет переходных процессов цепей преобразователей энергии. — «Машиноведение», 1973, № 3, с. 36—41.

10. **Прокофьев В. Н., Казмиренко В. Ф.** О влиянии формы управляющего воздействия на оценки взаимовлияния каскадов в цепи преобразователей энергии — «Машиноведение», 1974, № 3, с. 17—24.

11. **Теория** автоматического регулирования. Под ред. В. В Солодовникова. Ч. I, кн. 3. М., «Машиностроение», 1969, 604 с.

12. **Хохлов В. А., Прокофьев В. Н., Борисова Н. А.** и др. Электрогидравлические следящие системы. М., «Машиностроение», 1971, 431 с.

ГЛАВА XV

МЕХАНИЧЕСКИЕ ПЕРЕДАЧИ И ОПОРЫ

Механические передачи в системах автоматического регулирования и управления выполняют самые разнообразные функции:

обеспечивают согласование двигателя с нагрузкой (в следящих системах) и двигателя с регулирующим органом (в регуляторах);

суммируют и вычитают сигналы в виде механических перемещений или углов поворота;

являются усилителями момента (силы) в устройствах управления;

обеспечивают различные функциональные преобразования в счетно-решающих приборах (умножение, деление, введение тригонометрических величин и др.);

изменяют масштабы входных и выходных сигналов путем образования многосчетных устройств;

образуют жесткие и гибкие (с тахогенераторами) внешние и внутренние обратные связи в многоконтурных системах;

обеспечивают выполнение операций дифференцирования и интегрирования;

служат средствами контроля работы системы (путем вывода интересующей информации на поворотные шкалы);

являются средствами предохранения и защиты объектов управления от поломки (муфты с проскальзыванием, упругие соединители, механические упоры) и т. д.

Итак, из всего многообразия систем автоматического регулирования и управления трудно найти такие системы, где бы не присутствовали механические передачи. Несмотря на большое число различных видов механических передач, их можно классифицировать [1] на зубчатые, винтовые, рычажные, фрикционные, тросовые, цепные и др.

1. ЗУБЧАТЫЕ ПЕРЕДАЧИ

Зубчатые передачи являются одним из основных видов механических устройств, получивших самое широкое применение в следящих системах, счетно-решающих приборах, регуляторах и других систе-

[1] Предлагаемая классификация не претендует на полный охват всего многообразия механических передач.

мах автоматического регулирования и управления. В зубчатых передачах (редукторах) применяют различные типы зубчатых колес: цилиндрические, конические, червячные, гипоидные и т. д.

Наибольшее распространение получили редукторы с цилиндрическими и коническими колесами. Червячные передачи применяют гораздо реже из-за значительных потерь на трение и возможности поломки редуктора при использовании самотормозящей передачи. Спиральные конические колеса и гипоидные передачи применяют в тех случаях, когда валы лежат в различных плоскостях. Однако в системах автоматики их используют значительно реже, чем червячные передачи.

Конструкции редукторов. Редукторы имеют различное конструктивное исполнение: одноплатное (рис. XV.1, *а*), двухплатное (рис. XV.1, *б*), одноплатное с центрирующим зажимным кольцом (рис. XV.1, *в*) и многоплатное (рис. XV.2).

На плато *1* (рис. XV.1, *а*) устанавливаются электрический двигатель *2* и конусный регулировочный кран *3*. Количество протекающей жидкости через кран зависит от угла поворота наружного конуса *5* относительно внутреннего конуса *4*.

Для исключения поломки редуктора применена фрикционная муфта *7*. Редуктор состоит из трех пар цилиндрических шестерен (первой пары *10*, второй пары *8* и третьей пары *6*). Кронштейн *9* обеспечивает центровку шестерен редуктора.

На рис. XV.1, *б* показан редуктор, смонтированный в корпусе *1* с платой *3*. Соосность размещения зубчатых колес и агрегатов на платах достигается одновременной их расточкой после постановки на контрольные шпильки *2*.

Центрирующее зажимное кольцо *2* (рис. XV.1, *в*) позволяет вращать двигатель *1* относительно корпуса *3* и устранять эксцентриситет между валом двигателя *6* и первым колесом редуктора *5*. Зажимное кольцо обеспечивает высокую соосность выходного вала *4* и двигателя.

Редуктор (рис. XV.2) состоит из силовой передачи и согласующей масштабы сельсинов приборной передачи (последняя выделена штриховыми линиями). Сельсины грубый *1* и точный *2* центрируют с помощью зажимных устройств *3*. Силовой редуктор имеет фрикционный механизм *4*, предупреждающий поломку механических частей редуктора при превышении допустимого момента на выходном валу *5*. Редукторы, согласующие масштабы сельсинов, имеют обычно следующие передаточные числа между точными и грубыми сельсинами: 16 : 1; 20 : 1; 25 : 1; 31 : 1; 36 : 1; 75 : 1.

На рис. XV.3 изображена схема редуктора счетно-решающего прибора с дифференциалом *2*, нелинейным преобразователем в виде кулачка *4* и выходным колесом *5*. Дифференциал производит суммирование сигналов, поступающих от двух валов *1* и *3*. Колесо *6* является входным в кулачковом механизме.

Более подробно различные виды конструкций редукторов описаны в работах [2], [15] и [17].

Выбор оптимальных передаточных чисел редукторов. При произвольном выборе передаточных чисел в редукторах моменты инерции

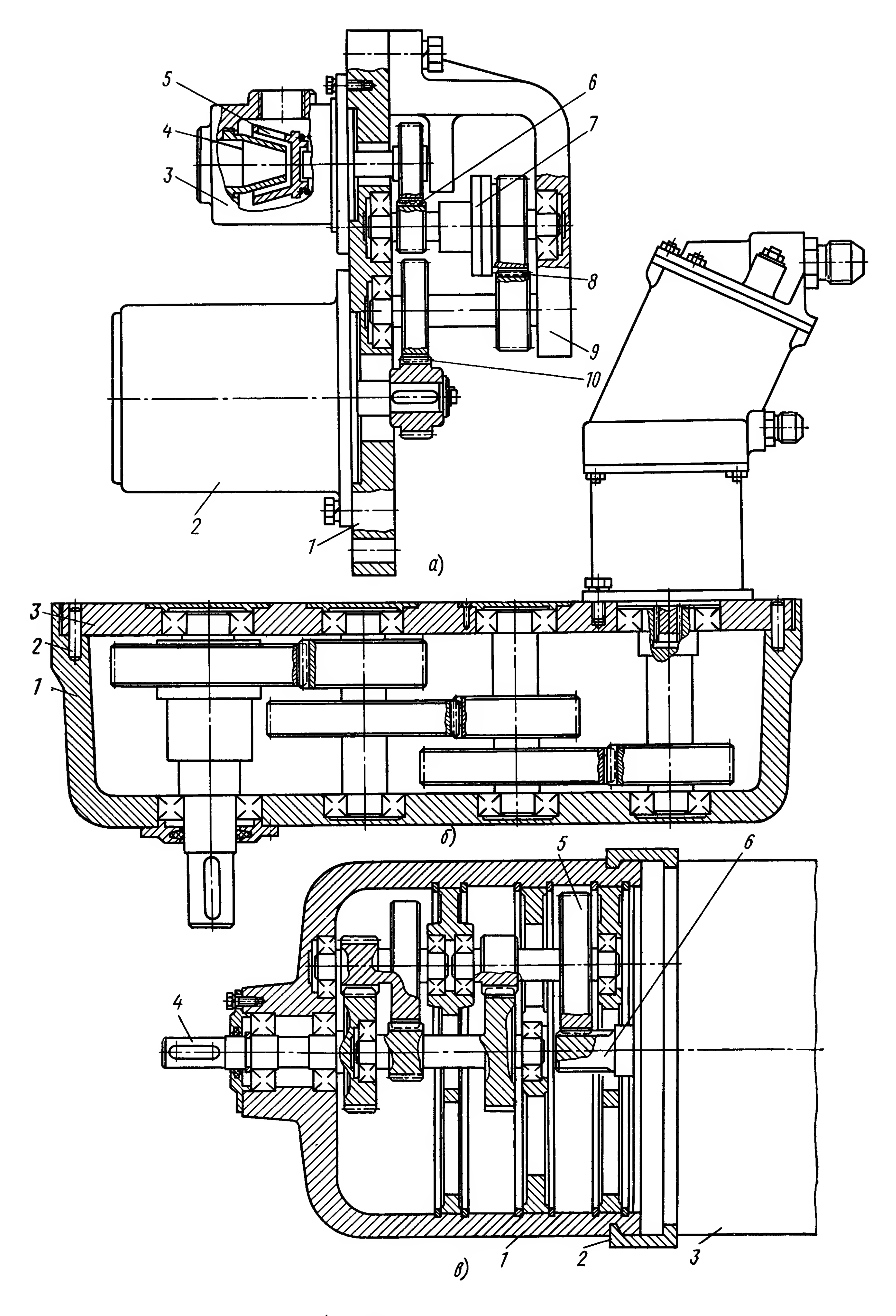


Рис. XV.1. Виды конструкций редукторов:

а — при одноплатном исполнении; *б* — при двухплатном исполнении; *в* — при одноплатном исполнении с центрирующим зажимным кольцом

шестерен могут оказаться настолько большими, что динамические характеристики систем автоматического регулирования и управления

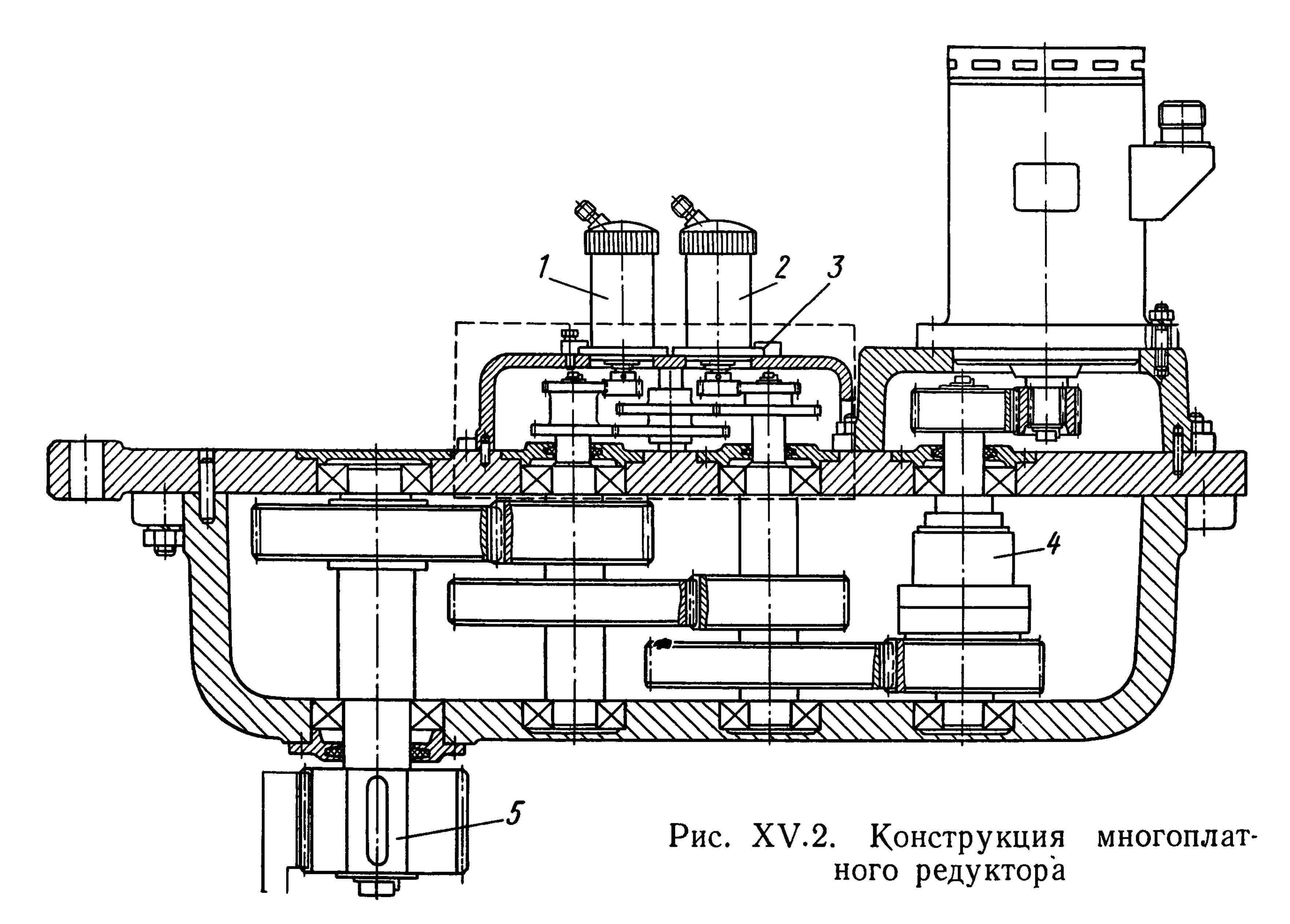


Рис. XV.2. Конструкция многоплатного редуктора

значительно ухудшатся. Поэтому выбор передаточных чисел редукторов следует производить с учетом данных нагрузки и требований быстродействия выходного вала системы.

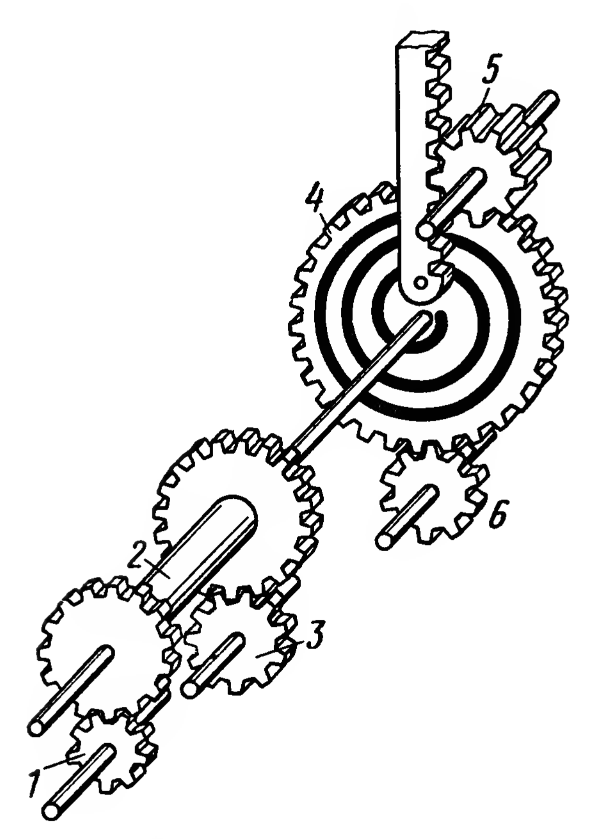


Рис. XV.3. Кинематическая схема редуктора счетно-решающего прибора с дифференциалом

В настоящее время существует довольно много способов определения оптимальных передаточных чисел редукторов систем автоматического регулирования [1], [7], [15]. Наиболее простой способ, обеспечивающий полное согласование нагрузки с возможностями двигателей, основан на определении эквивалентного момента двигателя привода. Воспользуемся этим методом, предположив, что на систему действует синусоидальный сигнал вида

$$g(t) = \theta_m \sin \omega t, \qquad \text{(XV.1)}$$

где θ_m — максимальная амплитуда сигнала.

Вторая производная этого сигнала будет

$$\frac{d^2g}{dt^2} = -\theta_m \omega^2 \sin \omega t. \qquad \text{(XV.2)}$$

В выражение (XV.2) введем следующее обозначение:

$$\varepsilon_m = \theta_m \omega^2,$$

где ε_m — максимальное ускорение на валу нагрузки,

$$\frac{d^2g}{dt^2} = -\varepsilon_m \sin \omega t. \qquad \text{(XV.3)}$$

Пользуясь выражением (XV.3), запишем формулу для эквивалентного момента двигателя в виде

$$M_э = \sqrt{\left(\frac{M_н}{i_р \eta} + \frac{M_{тр}}{i_р}\right)^2 + \left(\frac{J_н}{i_р^2 \eta} + J_{дв} + J_р\right)^2 \frac{\varepsilon_m i_р^2}{2}}, \qquad \text{(XV.4)}$$

где $M_н$ — момент нагрузки;
$M_{тр}$ — момент сухого трения;
$i_р$ — передаточное число редуктора;
η — к. п. д. редуктора;
$J_н$ — момент инерции нагрузки;
$J_{дв}$ — момент инерции якоря электродвигателя;
$J_р$ — момент инерции редуктора.

Используя условие оптимизации

$$\frac{\partial M_э}{\partial i_р} = 0$$

из формулы (XV.4), получим

$$i_{р\,опт} = \sqrt[4]{\frac{\frac{J_н^2}{\eta^2} + \frac{2\left(\frac{M_н}{\eta} + M_{тр}\right)^2}{\varepsilon_m^2}}{(J_{дв} + J_р)^2}}. \qquad \text{(XV.5)}$$

Введем коэффициент

$$\nu = 1 + \frac{J_р}{J_{дв}} \qquad \text{(XV.6)}$$

в формулу (XV.5), тогда

$$i_{р\,опт} = \sqrt[4]{\frac{\frac{J_н^2}{\eta^2} + \frac{2\left(\frac{M_н}{\eta} + M_{тр}\right)^2}{\varepsilon_m^2}}{J_{дв}^2 \nu^2}}. \qquad \text{(XV.7)}$$

По формуле (XV.7) определяют оптимальное значение передаточного числа редуктора, пользуясь методом последовательных приближений. Необходимость использования этого метода возникает из-за того, что нам неизвестны все параметры редуктора, входящие в формулу (XV.7).

Действительно, в технических условиях обычно указываются следующие данные $J_н$, $M_н$, $M_{тр}$ и ε_m, а значения η и ν не приводятся. Однако от величины последних зависит число пар колес редуктора. Выбирать число пар шестерен не следует произвольно, так как это приведет к излишне большим значениям коэффициента ν или существенному недоиспользованию двигателя привода системы автоматического регулирования. Наивыгоднейшие значения передаточных

чисел редуктора можно получить с помощью специальных номограмм [15]. Выведем математические зависимости, по которым строятся номограммы.

Приведенный момент инерции всех вращающихся частей редуктора к валу двигателя запишем в виде

$$J_{\Sigma}=J_{\text{дв}}+J_{\text{р}}+\frac{J_{\text{н}}}{i_{\text{р}}^{2}}. \qquad \text{(XV.8)}$$

Пренебрегая моментами инерции валов редуктора, определим момент инерции первых четырех цилиндрических шестерен (см. рис. XV.4):

$$J_{\text{р}}=\frac{\pi\rho b}{32}\left[D_1^4+D_2^4\left(\frac{D_1}{D_2}\right)^2+D_3^4\left(\frac{D_1}{D_2}\right)^2+D_4^4\left(\frac{D_1}{D_2}\right)^2\left(\frac{D_3}{D_4}\right)^2\right], \qquad \text{(XV.9)}$$

где ρ — плотность металла, из которого сделаны шестерни;
b — ширина шестерни.

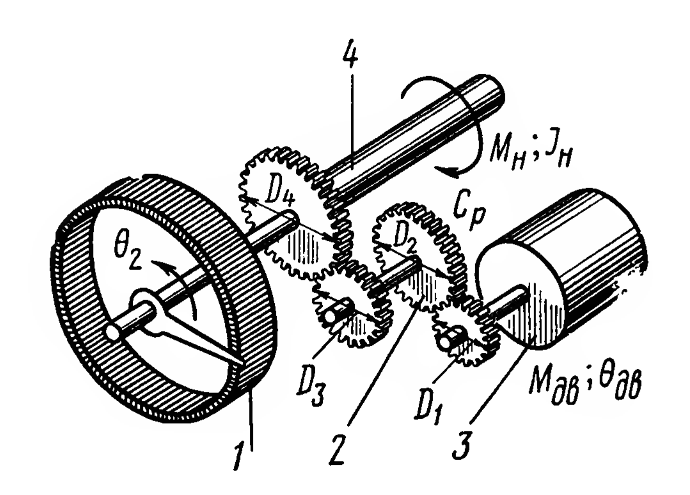


Рис. XV.4. Кинематическая схема редуктора системы автоматического регулирования с цилиндрическими шестернями:

1 — потенциометр обратной связи; *2* — редуктор; *3* — электродвигатель; *4* — выходной вал

Введем в формулу (XV.9) следующие обозначения:

$$\frac{D_2}{D_1}=i_{12};\quad \frac{D_4}{D_3}=i_{34};\quad \frac{D_2}{D_1}\frac{D_4}{D_3}=i_{14},$$

тогда получим

$$J_{\text{р}}=J_{\text{ро}}\left[1+i_{12}^2+\frac{1}{i_{12}^2}\left(\frac{D_3}{D_1}\right)^4+\frac{i_{14}^2}{i_{12}^4}\left(\frac{D_3}{D_1}\right)^4\right], \qquad \text{(XV.10)}$$

где

$$J_{\text{ро}}=\frac{\pi\rho b D_1^4}{32}.$$

Из формулы (XV.10), пользуясь выражением

$$\frac{dJ_{\text{р}}}{di_{12}}=0,$$

найдем

$$i_{12}^4-\left(\frac{D_3}{D_1}\right)^4 i_{12}^2-2i_{14}^2\left(\frac{D_3}{D_1}\right)^4=0. \qquad \text{(XV.11)}$$

Имея в виду, что $i_{14}=i_{12}\,i_{34}$, получим

$$i_{34}=\sqrt{\frac{i_{12}^4-\left(\frac{D_3}{D_1}\right)^4}{2\left(\frac{D_3}{D_1}\right)^4}}. \qquad \text{(XV.12)}$$

Положив $\frac{D_3}{D_1} = 1{,}0$ и задаваясь величинами i_{12}, с помощью формулы (XV.12), построим линию оптимальных значений для двух пар шестерен (рис. XV.5, *а*, линия *1*). Подставляя полученные значения

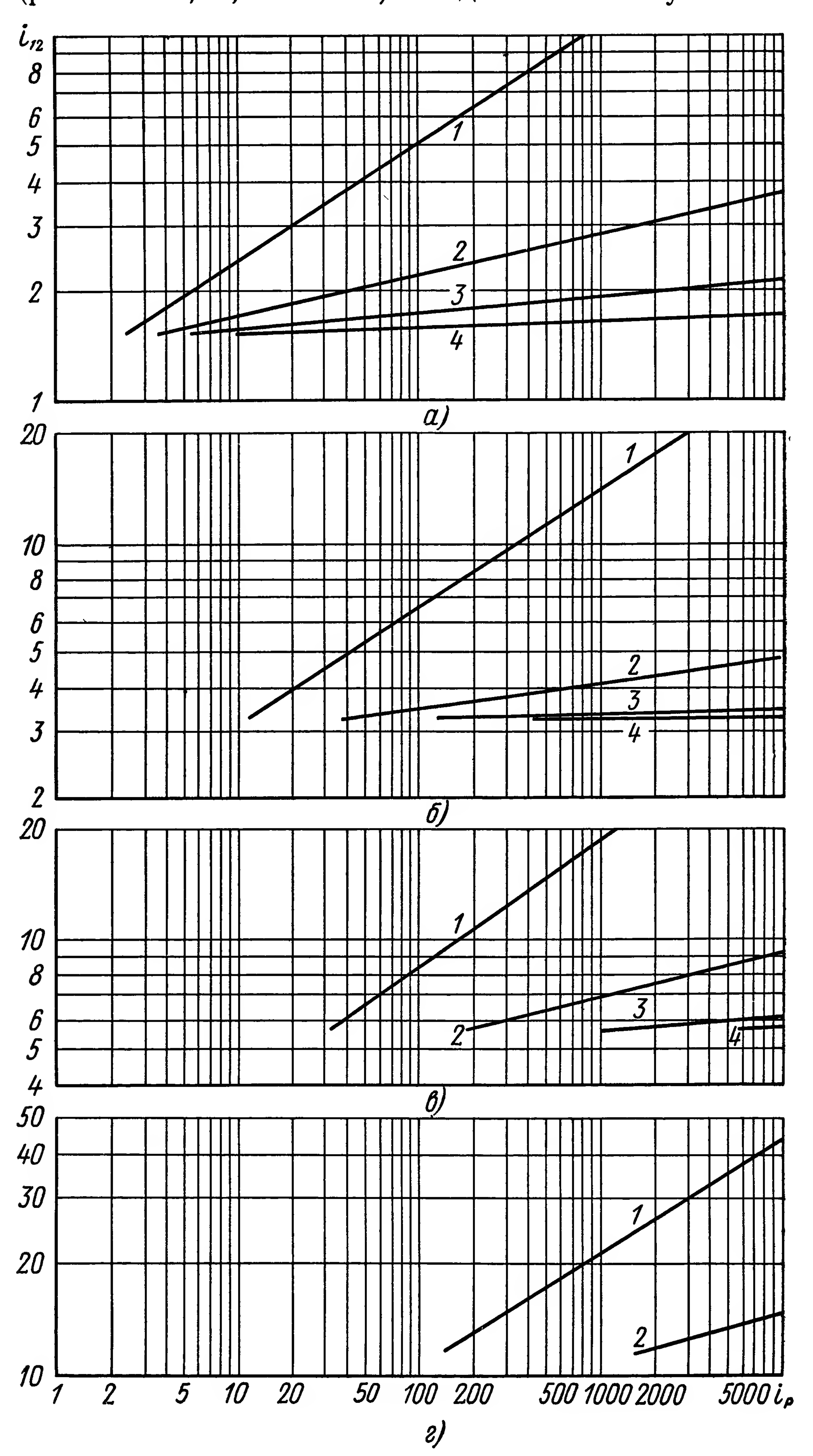


Рис. XV.5. Номограммы для определения оптимальных значений передаточных отношений пар сплошных цилиндрических колес:

а — при $D_3/D_1 = 1{,}0$; *б* — при $D_3/D_1 = 1{,}5$; *в* — при $D_3/D_1 = 2{,}0$; *г* — при $D_3/D_1 = 3{,}0$; *1*, *2*, *3* и *4* — кривые соответственно для двух, трех, четырех и пяти пар колес

передаточных чисел i_{12} в формулу (XV.10), найдем оптимальные соотношения J_p/J_{p0} (рис. XV.6, *а*, линия *1*). Эта номограмма определит минимальные значения моментов инерции первой пары цилиндрических колес в редукторе.

Пользуясь формулой (XV.12), как рекуррентным соотношением, найдем оптимальные передаточные отношения i_{12} при двух, трех (линия *2*), четырех (линия *3*) и пяти (линия *4*) парах колес. Полученная таким образом номограмма выбора оптимальных передаточных чисел построена на рис. XV.5, *а*. В соответствии с этим на рис. XV.6, *а* приведены линии минимальных значений J_p/J_{p0} для второй, третьей, четвертой и пятой пар колес редукторов. На рис. XV.5, *б—г* построены номограммы для выбора оптимальных значений передаточных чисел редукторов при $\frac{D_3}{D_1}=1{,}5;\ 2{,}0$ и 3,0. Соответствующие этим случаям номограммы для определения минимальных значений моментов инерции сплошных цилиндрических колес редукторов приведены на рис. XV.6, *б—г*.

Для уменьшения моментов инерции редукторов применяют колеса с вырезами (будем эти колеса в дальнейшем именовать полыми цилиндрами). Рассмотрим редуктор с двумя парами колес, когда первая и третья шестерни — сплошные, а вторая и четвертая — с вырезами [15]. Момент инерции полого цилиндра с вырезами, внешним диаметром D и внутренним d определим по формуле

$$J=\frac{\pi b\rho}{32}\left(D^4-d^4\right),$$

тогда момент инерции редуктора

$$J_p=\frac{\pi\rho b}{32}\left[D_1^4+\left(\frac{D_1}{D_2}\right)^2 D_2^4\left(1-a_2^4\right)+\left(\frac{D_1}{D_2}\right)^2 D_3^4+\left(\frac{D_1}{D_2}\right)^2\left(\frac{D_3}{D_4}\right)^2 D_4^4\left(1-a_4^4\right)\right], \tag{XV.13}$$

где

$$a_2=\frac{D_2}{d_2};\ a_4=\frac{D_4}{d_4}.$$

Формулу (XV.13) можно переписать в следующем виде:

$$J_p=J_{po}\left[1+i_{12}^2\left(1-a_2^4\right)+\frac{1}{i_{12}^2}\left(\frac{D_3}{D_1}\right)^4+\frac{i_{14}^2}{i_{12}^4}\left(\frac{D_3}{D_1}\right)^4\left(1-a_4^4\right)\right], \tag{XV.14}$$

где

$$J_{po}=\frac{\pi\rho b D_1^4}{32}.$$

Из формулы (XV.14) определим уравнение для вычисления передаточных отношений

$$i_{12}^6-\left(\frac{D_3}{D_1}\right)^4\frac{i_{12}^2}{1-a_2^4}-2i_{14}^2\left(\frac{D_3}{D_1}\right)^4\frac{1-a_4^4}{1-a_2^4}=0. \tag{XV.15}$$

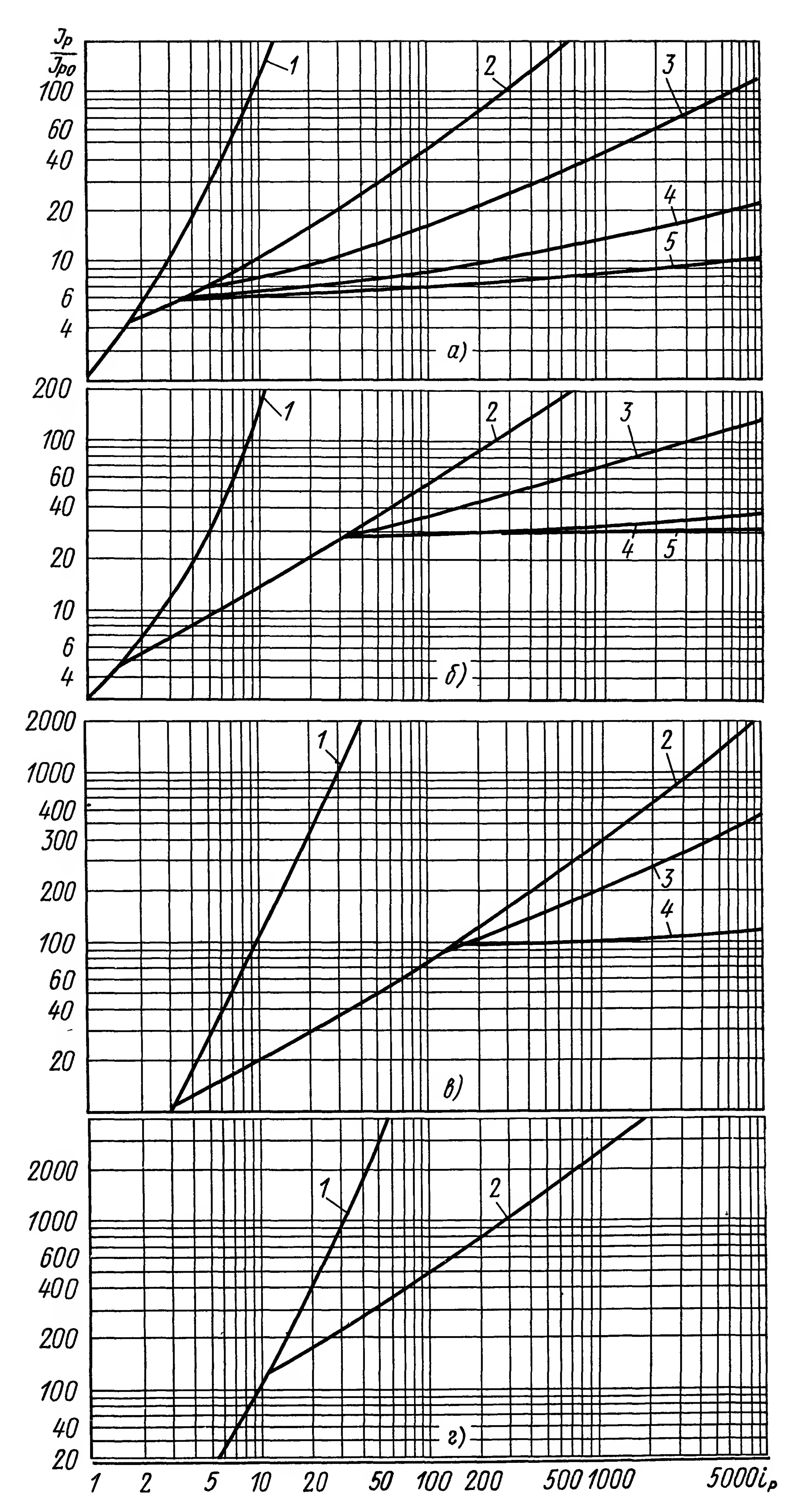


Рис. XV.6 Номограммы для определения минимального значения моментов инерции сплошных цилиндрических колес редукторов:

а — при $D_3/D_1 = 1{,}0$; *б* — при $D_3/D_1 = 1{,}5$; *в* — при $D_3/D_1 = 2{,}0$; *г* — при $D_3/D_1 = 3{,}0$; *1*, *2*, *3*, *4* и *5* — кривые соответственно для одной, двух, трех, четырех и пяти пар колес

откуда нетрудно найти

$$i_{34}=\sqrt{\frac{i_{12}^4-\frac{1}{1-a_2^4}\left(\frac{D_3}{D_1}\right)^4}{2\frac{1-a_4^4}{1-a_2^4}\left(\frac{D_3}{D_1}\right)^4}}. \qquad (XV.16)$$

По аналогии с ранее проделанными вычислениями с помощью формулы (XV.16) построим номограммы для определения оптимальных значений передаточных отношений полых колес редукторов. Соот-

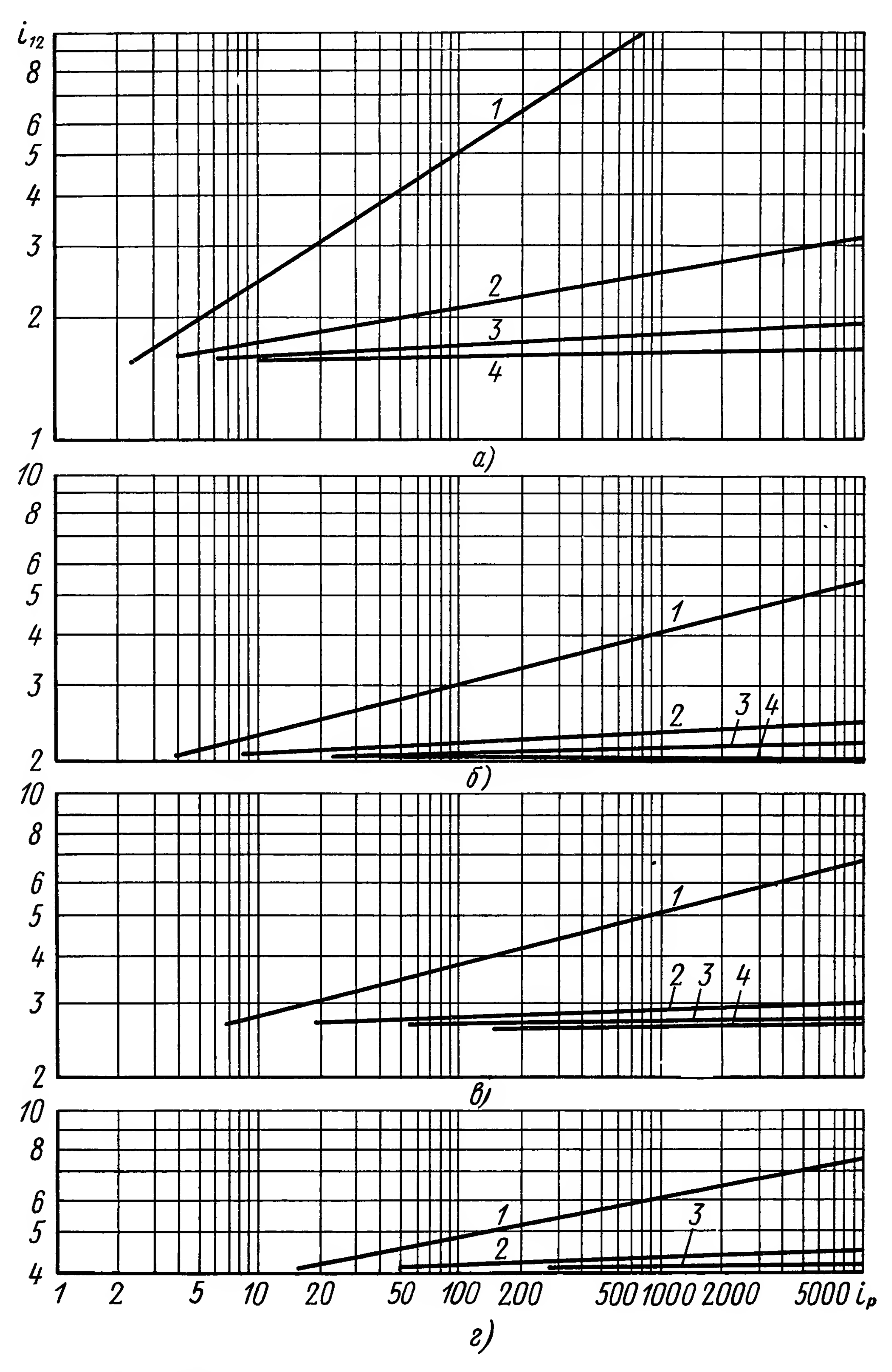


Рис. XV.7. Номограммы для определения оптимальных значений передаточных отношений пар цилиндрических шестерен (первое и третье колеса сплошные, второе и четвертое полые) $a_2 = a_4 = 0{,}75$;

а — при $D_3/D_1 = 1{,}0$; *б* — при $D_3/D_1 = 1{,}5$; *в* — при $D_3/D_1 = 2{,}0$; *г* — при $D_3/D_1 = 3{,}0$; *1, 2, 3* и *4* — кривые соответственно для двух, трех, четырех и пяти пар колес

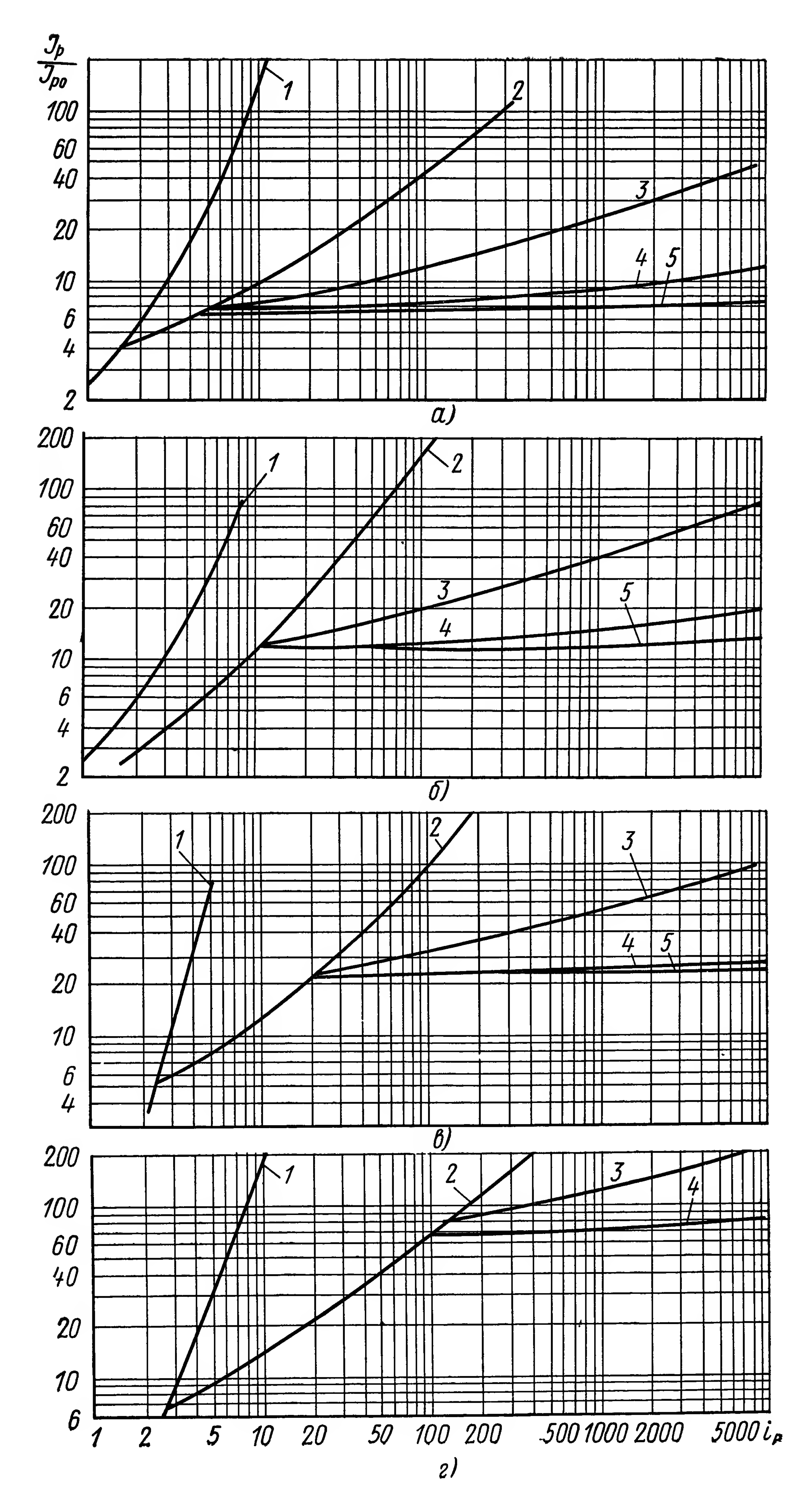


Рис. XV.8. Номограммы для определения минимального значения моментов инерции цилиндрических колес редукторов, когда первое и третье колеса — сплошные, а второе и четвертое полые:

а — при $D_3/D_1 = 1{,}0$; *б* — при $D_3/D_1 = 1{,}5$; *в* — при $D_3/D_1 = 2{,}0$; *г* — при $D_3/D_1 = 3{,}0$; *1*, *2*, *3*, *4* и *5* — кривые соответственно для одного, двух, трех, четырех и пяти пар колес

ветствующие номограммы при $\frac{D_3}{D_1} = 1{,}0$; 1,5; 2,0 и 3,0 приведены на рис. XV.7, *а—г*. Подставляя полученные оптимальные значения передаточных чисел в формулу (XV.14), найдем минимальные значения $J_р/J_{р0}$ (рис. XV.8, *а—г*).

Значительное снижение момента инерции редуктора можно получить, применяя не стальные колеса ($\rho = 0{,}8 \cdot 10^3$ кгс^2/м^4), а изготовленные из текстолита ($\rho = 0{,}14 \cdot 10^3$ кгс^2/м^4). Соответствующие расчеты [2], [15] показывают, что замена двух стальных колес на текстолитовые уменьшает величину момента инерции редуктора примерно на 60%.

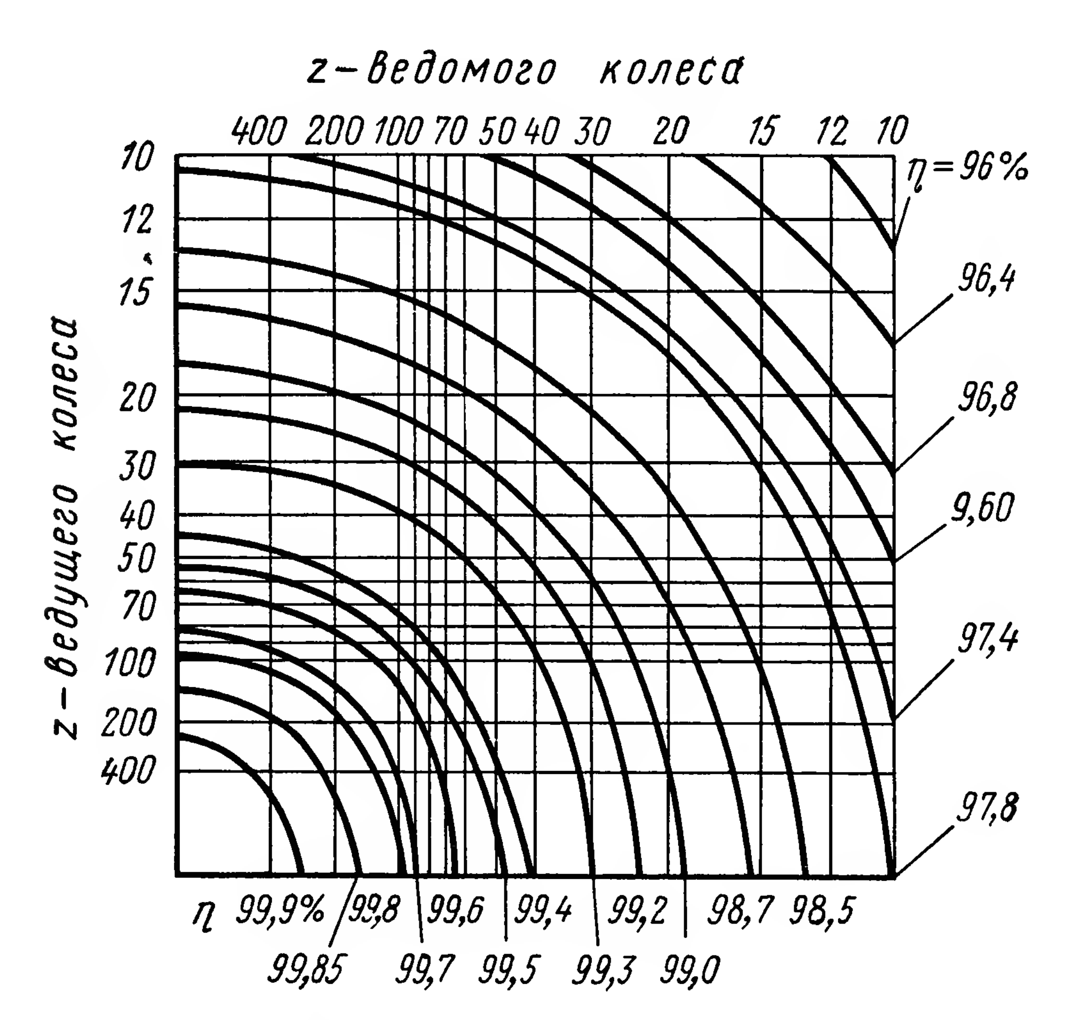


Рис. XV.9. Номограмма для определения коэффициентов полезного действия пар цилиндрических колес

Уточним найденное нами $i_{р\,опт}$, используя составленные номограммы для оптимальных значений передаточных отношений отдельных пар колес. Одновременно определим $J_р/J_{р0}$ и вычислим коэффициент ν. Зная число пар колес и их передаточные числа, нетрудно определить к. п. д. редуктора по формуле

$$\eta = \eta_1 \eta_2 \ldots \eta_n,$$

где $\eta_1, \eta_2, \ldots, \eta_n$ — к. п. д. отдельных пар колес. Числовые значения к. п. д. отдельных пар можно найти по номограмме (рис. XV.9).

Подставляя полученные значения ν' и η' в формулу (XV.7), определим первое приближение для оптимального передаточного числа редуктора. Затем по номограммам уточняем оптимальные значения отдельных пар колес и вычисляем ν''. После этого по номограмме находим η''. Пользуясь параметрами η'' и ν'', по формуле (XV.7) находим второе приближение для оптимального передаточного числа редуктора, а затем третье и т. д. Указанные операции выполняем столько раз, чтобы полученное нами последующее приближение с заданной степенью точности совпадало с предыдущим.

Пример XV.1. Определить параметры редуктора следящей системы, если заданы: момент инерции нагрузки $J_н = 3{,}3$ кгм·с^2; момент нагрузки на выходном валу $M_н = 2{,}4$ кгм; момент сухого трения $M_{тр} = 0{,}2$ кгм; максимальное ускорение на выходном валу $\varepsilon_m = 2$ рад/с^2. В качестве двигателя привода был выбран электродвигатель постоянного тока с независимым возбуждением СЛ-361 [13]. Момент инерции якоря $J_{дв} = 7 \cdot 10^{-6}$ кгм·с^2. Допустим, что редуктор состоит из пяти пар колес, тогда его к. п. д. $\eta = 0{,}9$. Примем в качестве нулевого приближения $\nu = 1{,}2$.

По формуле (XV.7) найдем нулевое приближение оптимального передаточного числа всего редуктора:

$$i_{\text{р опт}} = \sqrt[4]{\frac{\dfrac{3{,}3^2}{0{,}9^2} + \dfrac{2\left(\dfrac{2{,}4}{0{,}9} + 0{,}2\right)^2}{2^2}}{7^2 \cdot 10^{-12} \cdot 1{,}2^2}} = 682.$$

По номограмме (рис. XV.5, *а*) для $i_{\text{р}} = 682$ и пяти пар колес найдем $i_{12\text{опт}} = 1{,}65$. В результате передаточное число будет $\tilde{i}_{\text{р}} = \dfrac{680}{1{,}65} = 413$. Для $i_{\text{р}} = 413$ и четырех пар $i_{34\text{опт}} = 1{,}85$; соответственно $\tilde{i}_{\text{р}} = \dfrac{413}{1{,}86} = 222$. Далее снова по номограмме найдем $i_{56\text{опт}} = 2{,}4$, $i_{78\text{опт}} = 5{,}0$ и $i_{910\text{опт}} = 18{,}5$.

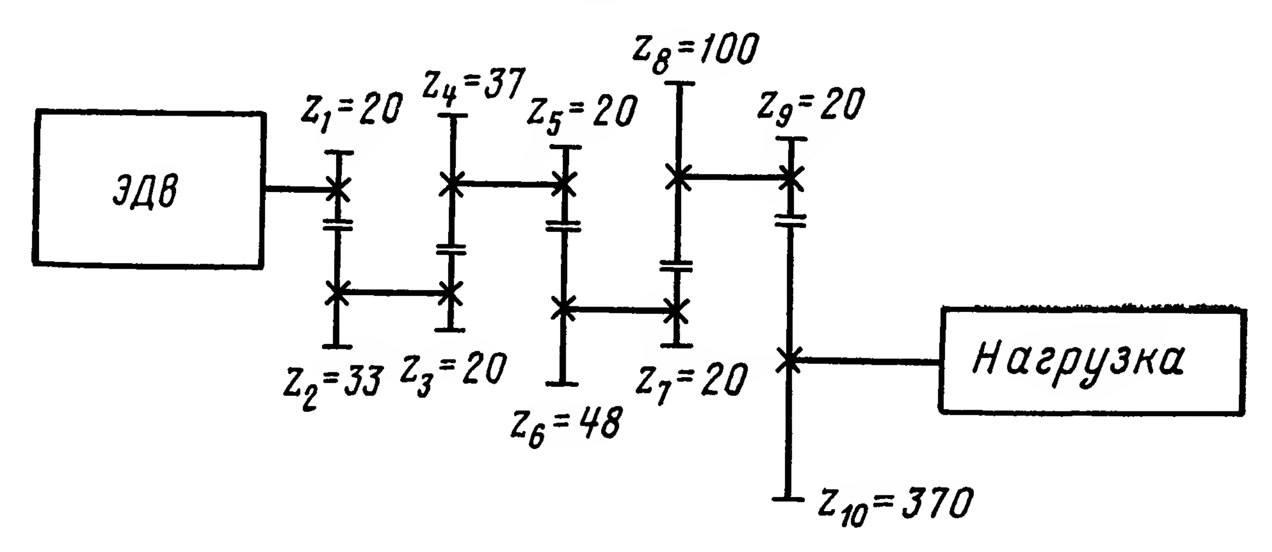


Рис. XV.10. Кинематическая схема редуктора с пятью парами колес и передаточным отношением $i_{\text{р}} = 676$

Для $i_{\text{р}} = 682$ по номограмме (рис. XV.6, *а*) определим $\dfrac{J_{\text{р}}}{J_{\text{р0}}} = 7{,}0$.

Имея это в виду, получим

$$J_{\text{р}} = 7{,}0 J_{\text{р0}}.$$

Вычислим $J_{\text{р0}}$ для стального колеса, имеющего модуль $m = 1{,}0$ мм и ширину $b = 20$ мм *:

$$J_{\text{р0}} = \frac{3{,}14 \cdot 0{,}8 \cdot 10^3 \cdot 0{,}02 \cdot 0{,}02^4}{32} = 0{,}25 \cdot 10^{-6} \text{ кгм} \cdot \text{с}.$$

Тогда $J_{\text{р}} = 7 \cdot 0{,}25 \cdot 10^{-6} = 1{,}75 \cdot 10^{-6}$ кгм·с².

Коэффициент ν' (его первое приближение) будет иметь следующее значение:

$$\nu' = 1 + \frac{1{,}75 \cdot 10^{-6}}{7 \cdot 10^{-6}} = 1{,}25.$$

По оптимальным передаточным отношениям вычислим число зубьев в колесах: $z_1 = 20$; $z_2 = 33$; $z_3 = 20$; $z_4 = 37$; $z_5 = 20$; $z_6 = 48$; $z_7 = 20$; $z_8 = 100$; $z_9 = 20$; $z_{10} = 370$.

Пользуясь номограммой (рис. XV.5, *а*), определим $\eta_1 = 98{,}5\%$, $\eta_2 = 98{,}55\%$; $\eta_3 = 98{,}65\%$; $\eta_4 = 98{,}9\%$; $\eta_5 = 99{,}1\%$, откуда $\eta' = 93{,}7\%$. Подставляя полученные значения ν' и η' в формулу (XV.7), найдем

$$i_{\text{р опт}} = \sqrt{\frac{\dfrac{3{,}3^2}{0{,}937^2} + \dfrac{2\left(\dfrac{2{,}4}{0{,}937} + 0{,}2\right)^2}{2^2}}{7^2 \cdot 10^{-12} \cdot 1{,}25^2}} = 676.$$

* Модуль, ширину зубьев и некоторые другие параметры колес определяют по формулам прочности, износа [10], [11], [13], [17] и в настоящей главе не рассматриваются.

По $i_р = 676$ уточняем $\frac{J_р}{J_{р0}} = 7{,}1$. Тогда $J_р = 1{,}77 \cdot 10^{-6}$ кгм·с² и коэффициент ν'' (второе приближение) имеет следующее значение $\nu'' = 1{,}252$, что указывает на хорошую сходимость с первым приближением.

Схема редуктора с указанием оптимальных значений чисел зубьев в колесах, полученных по данным первого приближения, показана на рис. XV.10. На этом определение оптимальных параметров редуктора следящей системы заканчивается. При других параметрах редуктора $\frac{J_р}{J_{р0}} = 20 \div 50$ (см. номограмму рис. XV.6, *а*). Это приведет к росту коэффициента ν и снижению величины ε_m.

Влияние упругости редуктора. Редуктор и его колеса являются упругими элементами, оказывающими большое влияние на работу системы автоматического управления. При вполне определенной жесткости колес и мест крепления редуктора в механической системе могут возникнуть незатухающие колебания, приводящие к поломке редуктора.

Составим уравнение движения масс нагрузки, пользуясь расчетной моделью, представленной на рис. XV.4. Уравнение движения нагрузки запишем в виде

$$J_н \frac{d^2\theta_2}{dt^2} = M_н(t) + C_р\left(\frac{\theta_{дв}}{i_р} - \theta_2\right) - D_н \frac{d\theta_2}{dt}, \qquad \text{(XV.17)}$$

где $C_р\left(\frac{\theta_{дв}}{i_р} - \theta_2\right)$ — упругий момент;

$C_р$ — крутильная жесткость редуктора;

$D_н$ — постоянная скоростного трения нагрузки;

θ_2 — угол поворота выходного вала системы;

$\theta_{дв}$ — угол поворота вала электродвигателя.

Уравнение движущихся масс электропривода системы можно записать в виде

$$J_{дв}\nu \frac{d^2\theta_{дв}}{dt^2} = k_м i_a - \frac{C_р}{i_р^2}(\theta_{дв} - \theta_2 i_р) - k_v \frac{d\theta_{дв}}{dt}, \qquad \text{(XV.18)*}$$

где $k_м$ — моментная постоянная электродвигателя;

i_a — ток якоря электродвигателя;

k_v — постоянная скоростного трения электродвигателя.

Применим преобразование Лапласа к уравнениям (XV.17) и (XV.18) при нулевых начальных условиях, тогда получим

$$\left.\begin{aligned} (T_н^2 s^2 + 2\xi_н T_н s + 1)\,\theta_2(s) &= \frac{M_н(s)}{C_р} + \frac{\theta_{дв}(s)}{i_р}; \\ (T_{дв}^2 s^2 + 2\xi_{дв} T_{дв} s + 1)\,\theta_{дв}(s) &= \frac{k_м i_р}{C_р} I_a(s) + i_р\theta_2(s), \end{aligned}\right\} \qquad \text{(XV.19)}$$

где

$$T_н = \sqrt{\frac{J_н}{C_р}}; \quad T_{дв} = \sqrt{\frac{J_{дв}\nu i_р^2}{C_р}};$$

$$\xi_н = \frac{D_н}{2\sqrt{J_н C_р}}; \quad \xi_{дв} = \frac{k_v i_р}{2\sqrt{J_н C_р}}.$$

---

* Здесь принято, что двигательный момент пропорционален току якоря, а момент сопротивления пропорционален скорости вращения вала двигателя.

Добавим к зависимостям (XV.19) следующее уравнение:

$$(T_a s + 1)\, I_a(s) + k_e s \theta_{\text{дв}}(s) = \frac{V_a(s)}{R_a}. \qquad \text{(XV.20)}$$

С помощью уравнений (XV.19) и (XV.20) на рис. XV.11, *а* построена структурная схема привода с упругим редуктором. Преобразуем структурную схему к расчетному виду (рис. XV.11, *б*). Как видно

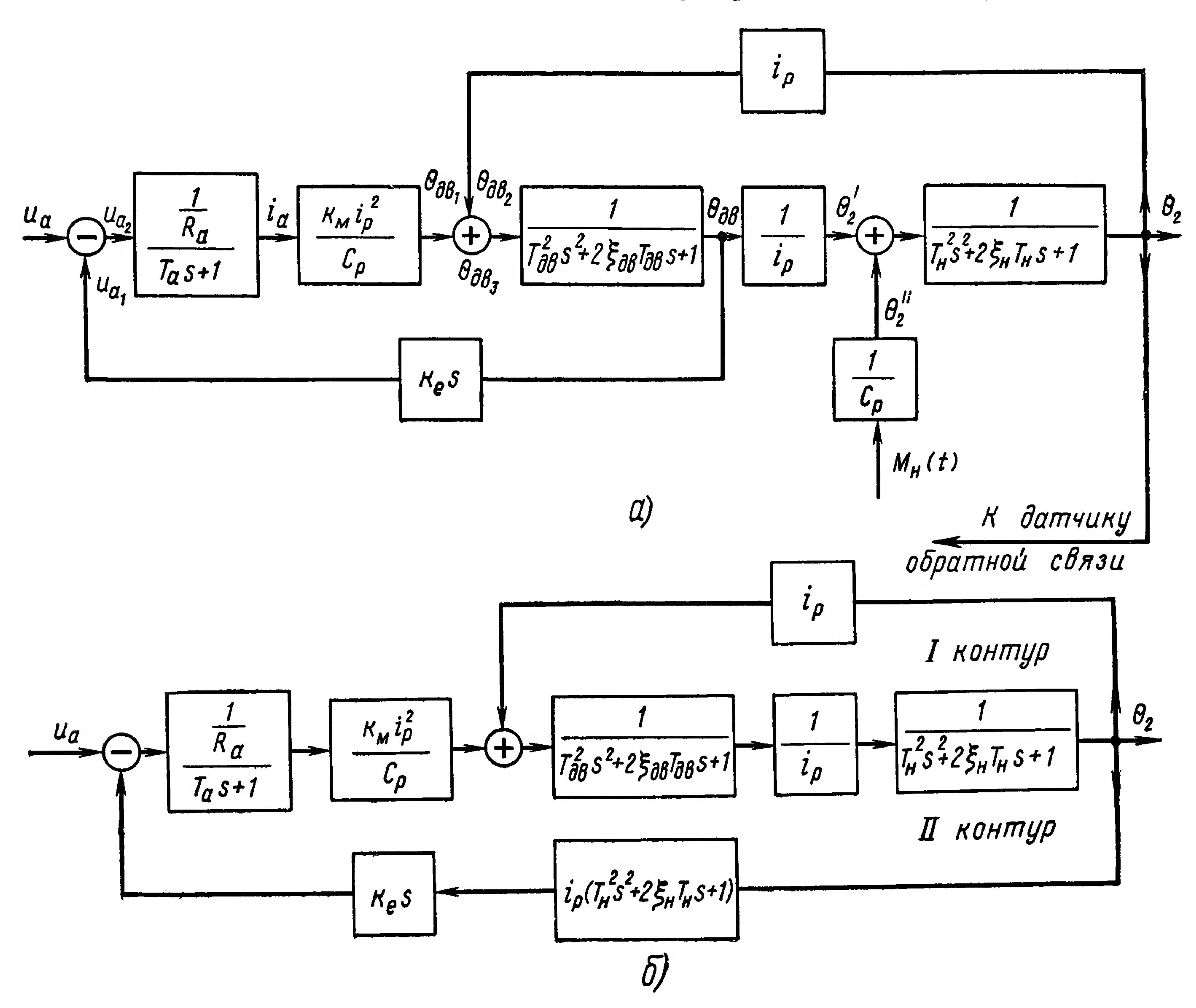


Рис. XV.11. Структурная схема привода системы автоматического регулирования с упругим редуктором:

а — исходная, *б* — преобразованная

из рис. XV.11, *б*, упругий редуктор приводит к возникновению в системе внутреннего контура с положительной обратной связью.

Передаточную функцию контура с положительной обратной связью запишем в виде

$$W_{\text{к}}(j\omega) = \frac{\dfrac{\dfrac{1}{i_{\text{р}}}}{\left[T_{\text{н}}^2 (j\omega)^2 + 2\xi_{\text{н}} T_{\text{н}} j\omega + 1\right]\left[T_{\text{дв}}^2 (j\omega)^2 + 2\xi_{\text{дв}} T_{\text{дв}} j\omega + 1\right]}}{1 - \dfrac{1}{\left[T_{\text{н}}^2 (j\omega)^2 + 2\xi_{\text{н}} T_{\text{н}} j\omega + 1\right]\left[T_{\text{дв}}^2 (j\omega)^2 + 2\xi_{\text{дв}} T_{\text{дв}} j\omega + 1\right]}}. \qquad \text{(XV.21)}$$

Для построения частотных характеристик с положительной обратной связью значение амплитуд и фаз разомкнутого контура следует

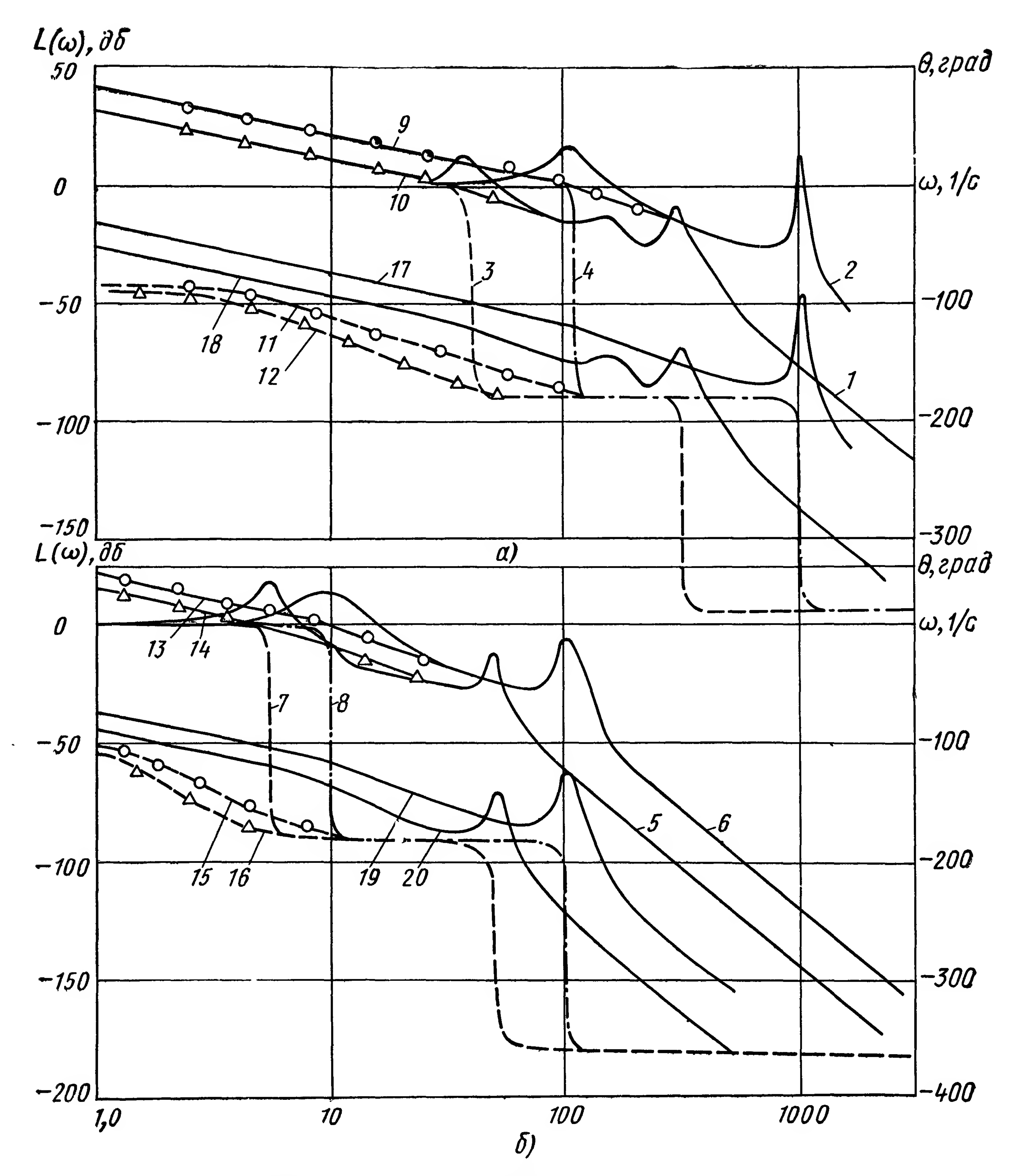


Рис. XV.12. Логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики 1-го контура (механическая часть системы автоматического регулирования):

а — при $C_р = 2 \cdot 10^5$ кгм/рад; *б* — при $C_р = 5 \cdot 10^3$ и $2 \cdot 10^4$ кгм/рад; *1* и *2* — логарифмические амплитудные частотные характеристики разомкнутого 1-го контура соответственно при $C_р = 2 \cdot 10^5$ и $2 \cdot 10^6$ кгм/рад; *3* и *4* — логарифмические фазовые частотные характеристики разомкнутого 1-го контура соответственно при $C_р = 2 \cdot 10^5$ и $2 \cdot 10^6$ кгм/рад; *5* и *6* — логарифмические амплитудные частотные характеристики разомкнутого 1-го контура соответственно при $C_р = 5 \cdot 10^3$ и $2 \cdot 10^4$ кгм/рад; *7—8* — логарифмические фазовые частотные характеристики разомкнутого 1-го контура соответственно при $C_р = 5 \cdot 10^3$ и $2 \cdot 10^4$ кгм/рад; *9—10* — логарифмические амплитудные частотные характеристики замкнутого контура при $C_р = 2 \cdot 10^5$ и $2 \cdot 10^6$ кгм/рад; *11—12* — логарифмические фазовые частотные характеристики замкнутого контура при $C_р = 2 \cdot 10^5$ и $2 \cdot 10^6$ кгм/рад; *13—14* — логарифмические амплитудные частотные характеристики замкнутого контура при $C_р = 5 \cdot 10^3$ и $2 \cdot 10^4$ кгм/рад; *15—16* — логарифмические фазовые частотные характеристики 1-го замкнутого контура при $C_р = 5 \cdot 10^3$ и $2 \cdot 10^4$ кгм/рад; *17—20* — результирующие логарифмические амплитудные характеристики 1-го контура соответственно при $C_р = 2 \cdot 10^5$, $2 \cdot 10^6$, $5 \cdot 10^3$ и $2 \cdot 10^4$ кгм/рад

наносить по кривым номограммы, а значения амплитуд и фаз замкнутого контура считывать с оси абсцисс и ординат номограммы [15].

Для построения частотных характеристик воспользуемся следующими параметрами привода и редуктора:

$$J_н = 2 \text{ кгм} \cdot \text{с}^2; \quad J_{дв} = 2{,}6 \cdot 10^{-4} \text{ кгм} \cdot \text{с}^2; \quad D_A = 5 \text{ кгм} \cdot \text{с/рад};$$

$$k_v = 0{,}24 \cdot 10^{-4} \text{ кгм} \cdot \text{с/рад}; \quad i_р = 800; \quad C_р = 5 \cdot 10 \div 2 \cdot 10^6 \text{ кгм/рад}.$$

Значения постоянных времени и коэффициентов колебательности, вычисленные для параметров привода и редуктора, приведены в табл. XV.1.

Таблица XV.1

$C_р$, кгм/рад	$T_н$, с	$T_{дв}$, с	$\xi_н$	$\xi_{дв}$
$2 \cdot 10^6$	0,001	0,009	0,00125	0,00042
$2 \cdot 10^5$	0,00315	0,029	0,0029	0,00135
$2 \cdot 10^4$	0,01	0,09	0,0125	0,0042
$5 \cdot 10^3$	0,02	0,18	0,025	0,0084

По данным табл. XV.1 на рис. XV.12, *а—б* построены логарифмические амплитуды и фазовые частотные характеристики разомкнутой механической системы (привод—редуктор). Кривые *1*, *2* на рис. XV.12, *а* — логарифмические амплитудные, а кривые *3*, *4* — фазовые частотные характеристики при $C_р = 2 \cdot 10^5$ кгм/рад и $C_р = 2 \cdot 10^5$ кгм/рад. Аналогично кривые *5*, *6* на рис. XV.12, *б* — амплитудные кривые, а фазовые частотные характеристики при $C_р = 5 \cdot 10^3$ кгм/рад и $C_р = 2 \cdot 10^4$ кгм/рад — кривые *7*, *8*. Из рис. XV.12 видно, что по мере увеличения $C_р$ возрастают максимумы амплитудных характеристик при частотах $\omega_н = \frac{1}{T_н}$ и $\omega_{дв} = \frac{1}{T_{дв}}$. Последнее объясняется значительным уменьшением степени затухания колебательных звеньев $\xi_н$ и $\xi_{дв}$ (см. табл. XV.1).

На номограмму (рис. XV.13) нанесены логарифмические амплитудно-фазовые частотные характеристики контура с положительной обратной связью для трех значений жесткости редуктора $C_р$. Как видно, амплитудно-фазовые характеристики $W_{к\,раз}(j\omega)$ не проходят через точку номограммы с координатами $A = 0$ дБ и $\varphi = -180°$, что указывает на устойчивость контуров с положительной обратной связью. Пользуясь данной номограммой, определим амплитудные и фазовые частотные характеристики замкнутого контура $W_к(j\omega)$.

Соответствующие построения выполнены на рис. XV.12, *а* и *б* — кривые *9*, *10*, *13* и *14* для амплитуд и кривые *11*, *12*, *15* и *16* для фаз. Полученные амплитудные характеристики при учете множителя $i_р = \frac{1}{800}$ должны быть опущены на 58 дБ вниз. Результирующие амплитудные характеристики показаны на рис. XV.12, *а* и *б*, кривые *17—20*. Из этих характеристик видно, что при рассмотренных крутильных жесткостях редуктора максимумы амплитудных характеристик не доходят до уровня 0 дБ на 43 — 70 дБ.

Полученные результаты на первый взгляд гарантируют достаточный запас устойчивости системы. Однако, если принять параметры всей системы автоматического регулирования такими, чтобы ее ча-

стота среза составляла $\omega_c = 10^1/_c$, и наклон амплитудной характеристики составил —40 дБ/дек, тогда запасы устойчивости системы по модулю существенно упадут, особенно в области малых крутильных

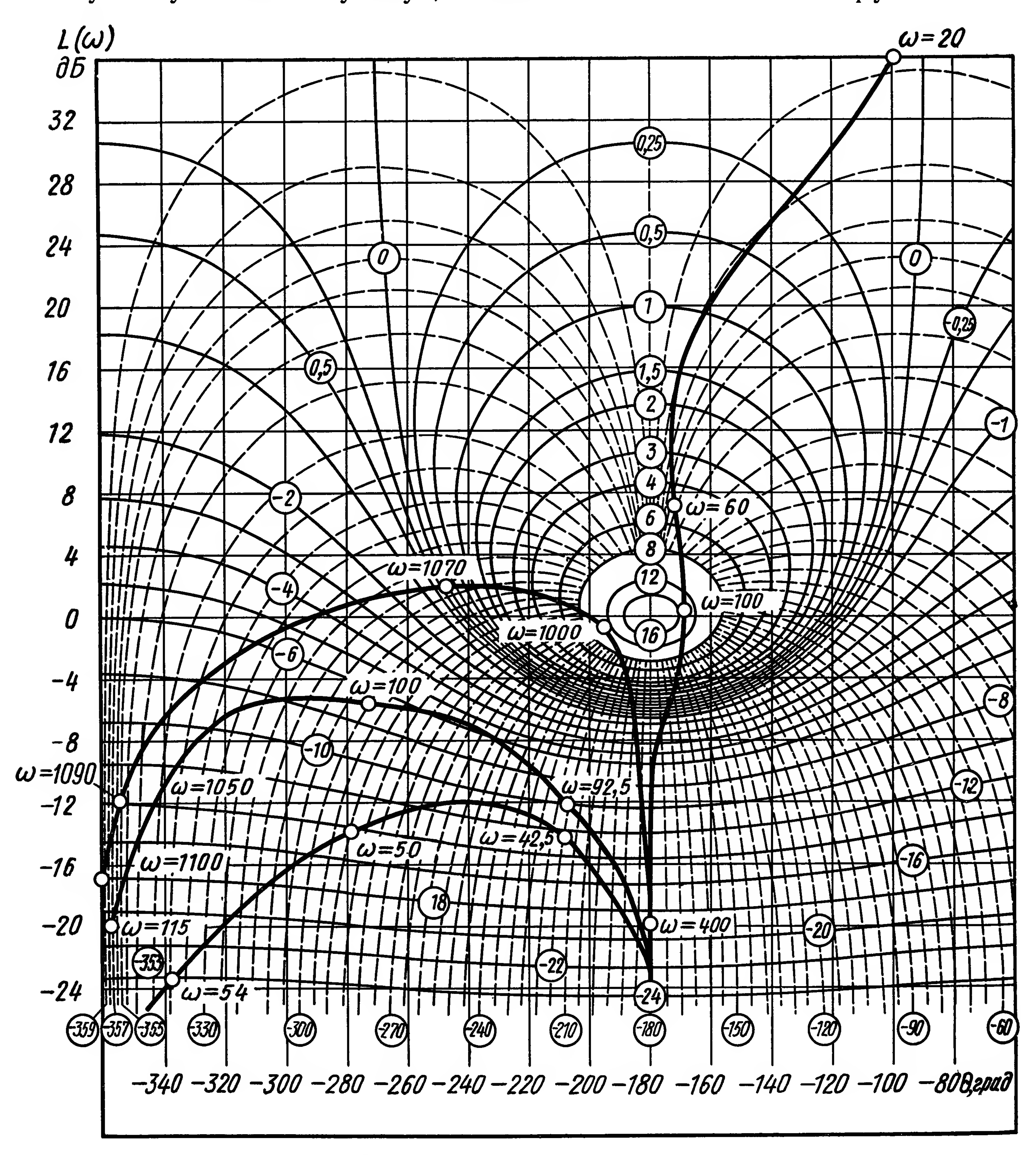


Рис. XV.13. Номограмма замыкания с простроенными логарифмическими амплитудно-фазовыми частотными характеристиками 1-го контура:

1 — при $C_р = 5 \cdot 10^3$; *2* — при $2 \cdot 10^4$ и *3* — при $2 \cdot 10^6$ кгм/рад

жесткостей редуктора (см. рис. XV.14). При жесткости редуктора $C_р = 5 \cdot 10^3$ кгм/рад система автоматического регулирования становится неустойчивой, так как в ней совершенно отсутствует запас устойчивости по модулю. Малый запас устойчивости имеет и система с $C_р = 2 \cdot 10^4$ кгм/рад. Все это показывает на значительное влияние

крутильной жесткости редуктора на устойчивость систем автоматического регулирования.

Следует заметить, что увеличение момента инерции нагрузки приводит к еще большему уменьшению запасов устойчивости всей системы по модулю. Поэтому в системах автоматического регулирования с редукторами, имеющими крутильные жесткости $C_р$ от 10^4 до 10^5 кгм/рад, могут возникать незатухающие колебания с частотой от 10 до 30 Гц.

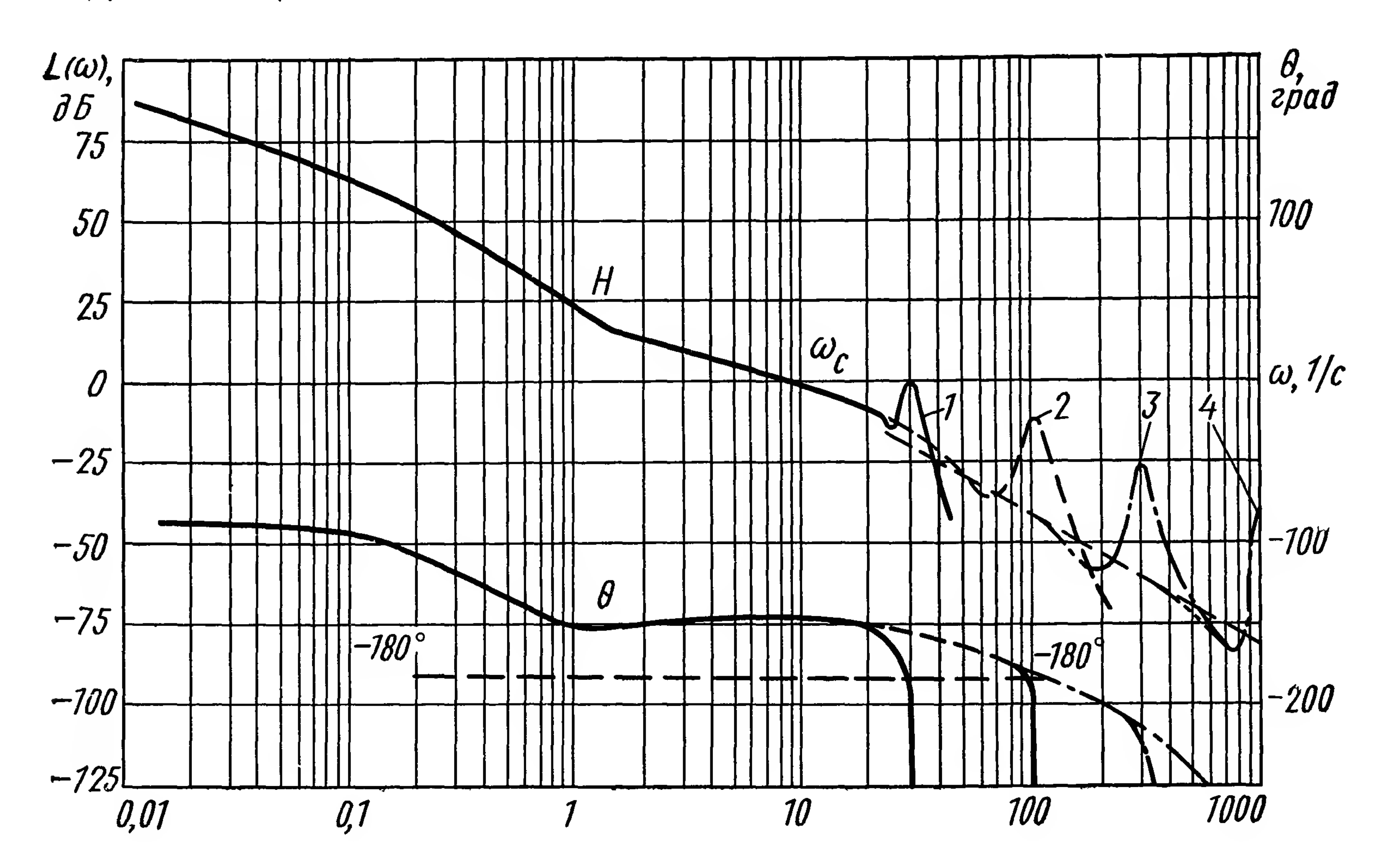


Рис. XV.14. Результирующие амплитудные и фазовые частотные характеристики системы автоматического регулирования с механической передачей, имеющей различные крутильные жесткости:

1 — при $C_р = 5 \cdot 10^3$ кгм/рад; *2* — при $C_р = 2 \cdot 10^4$ кгм/рад; *3* — при $C_р = 2 \cdot 10^5$ кгм/рад; *4* — при $C_р = 2 \cdot 10^6$ кгм/рад

Для большинства систем подобного рода колебания совершенно недопустимы, так как они приводят к ухудшению точности работы систем, снижению надежности их действия, а в ряде случаев и к поломке агрегатов.

Для устранения незатухающих колебаний необходимо подбирать такие параметры системы автоматического регулирования и ее механической части, чтобы частота $\omega_н$, соответствующая подъему амплитудной характеристики, превышала частоту среза всей системы ω_c не менее чем в 5 раз. Достигать такого соотношения частот чрезмерным повышением жесткости механической передачи не всегда представляется возможным из-за значительного увеличения массы редуктора.

2. ЗУБЧАТЫЕ ПЕРЕДАЧИ С ДИФФЕРЕНЦИАЛАМИ

Люфты в зубчатых передачах оказывают большое влияние на точность работы систем автоматического регулирования. Увеличение коэффициентов усиления систем при наличии люфтов приводит к ухудшению их устойчивости. С ростом люфтов возникают незатухающие

колебания (автоколебания) в системах регулирования, устранение которых представляет значительные технические трудности. Поэтому в процессе проектирования зубчатой передачи необходимо выбирать такую конструкцию редуктора и устанавливать такие допуски, при которых люфты имеют наименьшие значения.

Люфт в передаче возникает из-за боковых зазоров в колесах и наличия упругой деформации валов и колес. Величина бокового зазора зависит от степени точности изготовления колес и точности выдерживания межцентрового расстояния.

Люфт в зубчатой передаче определяется углом поворота выходного вала при застопоренном входном вале и может быть найден с помощью ГОСТа. Вероятные максимальные значения люфта пары

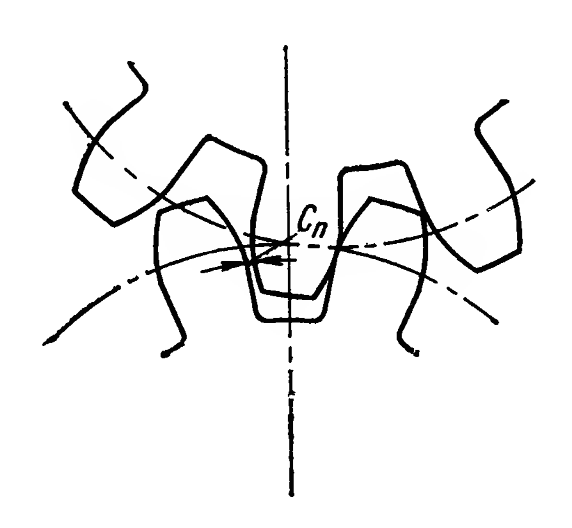


Рис. XV.15. К определению бокового зазора пары колес

шестерен, выраженные углом поворота ведомого колеса, можно определить с помощью следующего соотношения [13]:

$$\Delta_{12} = 6{,}88\,\frac{C_n}{mz_2},$$

где C_n — вероятный максимальный боковой зазор, выбирается по ГОСТу;

m — модуль зацепления;

z_2 — число зубьев ведомого колеса.

Для ряда пар колес суммарный люфт, выраженный в угле поворота ведомого колеса, определяется по формуле

$$\Delta_{\text{р}} = \frac{\Delta_{12}}{i_{\text{р}}} + \frac{\Delta_{23} i_{12}}{i_{\text{р}}} + \frac{\Delta_{34} i_{12} i_{34}}{i_{\text{р}}} + \ldots + \frac{\Delta_{(n-2)(n-1)} i_{12} i_{23} \ldots i_{(n-3)(n-2)}}{i_{\text{р}}} + \Delta_{(n-1)n}, \qquad \text{(XV.22)}$$

где $\Delta_{12}, \Delta_{23}, \ldots, \Delta_{(n-1)n}$ — люфт в отдельных парах редуктора;

$i_{\text{р}}$ — передаточное число редуктора;

$i_{12}, i_{23}, \ldots, i_{(n-3)(n-2)}$ — передаточные числа отдельных зубчатых пар редуктора.

Обычно нормируются боковые зазоры в зависимости от степени точности изготовления колес и вида сопряжений. На рис. XV.15 показан боковой зазор C_n в зубчатой паре. По ГОСТ 9178—72 введены пять видов сопряжений, обеспечивающих определенные величины гарантированных боковых зазоров:

H — с нулевым гарантированным зазором [1];
G — с малым гарантированным зазором;
F — с уменьшенным гарантированным зазором;
E — с нормальным гарантированным зазором;
D — с увеличенным гарантированным зазором.

В ГОСТ 9178—72 приведено 12 степеней точности колес.

Дополнительный люфт в механическую зубчатую передачу вносят шарикоподшипники. Для учета влияния люфта в шарикоподшипниках перепишем формулу (XV.21) в виде

$$\Delta_{12} = \frac{(6{,}88 + k_{шп})\, C_n}{m z_2}, \quad (XV.23)$$

тогда формула (XV.23) позволяет учитывать оба люфта (у шестерен и у подшипников). Числовые значения $k_{шп}$ в зависимости от класса точности подшипников и степени точности зубчатой передачи приведены в табл. (XV.2).

Таблица XV.2

Степень точности зубчатых колес	Значение коэффициента $k_{шп}$ от класса точности подшипника				
	Н	*П*	*В*	*А*	*С*
10-й	2	1,5	1	0,5	0
9-й	1,5	1	0,5	0	—
8-й	1	0,5	0	—	—
7-й	0,5	0	—	—	—
6-й	0	—	—	—	—

Существенное значение на люфт в редукторе оказывает упругая деформация валиков. При реверсе передач возникает двойной угол закручивания валиков, величина которого определяется по формуле

$$\Delta_i^{кр} = 4{,}3 \frac{M_к l}{d^4}, \quad (XV.24)$$

где $M_к$ — крутящий момент валика, кгс · м;
l — длина рабочей части валика, см;
d — диаметр валика, см;
Δ_i — угол закручивания, угл. мин;
i — номер валика 1, 2 ... n.

Суммарный угол закручивания всех валиков редуктора можно записать в виде

$$\Delta_р^{кр} = \frac{\Delta_1}{i_р} + \frac{\Delta_2 i_{12}}{i_р} + \frac{\Delta_3 i_{12} i_{23}}{i_р} + \ldots + \frac{\Delta_{(n-1)} i_{12} i_{23} \ldots i_{(n-2)(n-1)}}{i_р} + \Delta_n, \quad (XV.25)$$

где Δ_1, Δ_2, ..., Δ_n — упругий люфт отдельных валиков, угл. мин.

Итак полный люфт зубчатой передачи определяется величиной бокового зазора в зацеплении люфтами шарикоподшипников и упругой деформации валиков:

$$\Delta_\Sigma = \Delta_р + \Delta_i^{кр}. \quad (XV.26)$$

Пример XV.2. По данным примера XV.1 определим суммарный люфт зубчатой передачи, пренебрегая упругими деформациями валиков. Люфт в первой паре найдем по формуле (XV.23), считая, что шестерни редуктора изготовлялись по 6-му классу

[1] Зубчатые передачи с таким сопряжением применяют в системах, где аппаратура термостатируется.

точности Д, а шарикоподшипники имели класс точности П. Для первой пары имеем: $z_1 = 20$; $z_2 = 33$, тогда при $m_n = 1$ и $D_2 = 33$ мм

$$\Delta_{12} = \frac{7{,}88 \cdot 52}{1 \cdot 33} = 12{,}4 \text{ угл. мин};$$

для второй и последующих пар имеем:

$$\Delta_{34} = \frac{7{,}88 \cdot 52}{1 \cdot 37} = 11{,}1 \text{ угл. мин};$$

$$\Delta_{56} = \frac{7{,}88 \cdot 52}{1 \cdot 48} = 8{,}5 \text{ угл. мин};$$

$$\Delta_{78} = \frac{7{,}88 \cdot 70}{1 \cdot 100} = 5{,}5 \text{ угл. мин};$$

$$\Delta_{910} = \frac{7{,}88 \cdot 100}{1 \cdot 370} = 2{,}13 \text{ угл. мин}.$$

Суммарное значение люфта вычислим по формуле (XV.22)

$$\Delta_р = \frac{12{,}4}{676} + \frac{11{,}1 \cdot 1{,}65}{676} + \frac{8{,}5 \cdot 1{,}65 \cdot 1{,}85}{676} + \frac{5{,}5 \cdot 1{,}65 \cdot 1{,}85 \cdot 2{,}4}{676} + 2{,}13 = 2{,}27 \text{ угл. мин}.$$

На рис. XV.16 изображена характеристика люфта, приведенная к коэффициенту $k = 1$. Образованное таким образом поле люфта представляет собой две параллельные прямые с наклоном 45° и отстоящие друг от друга на расстоянии $2C$.

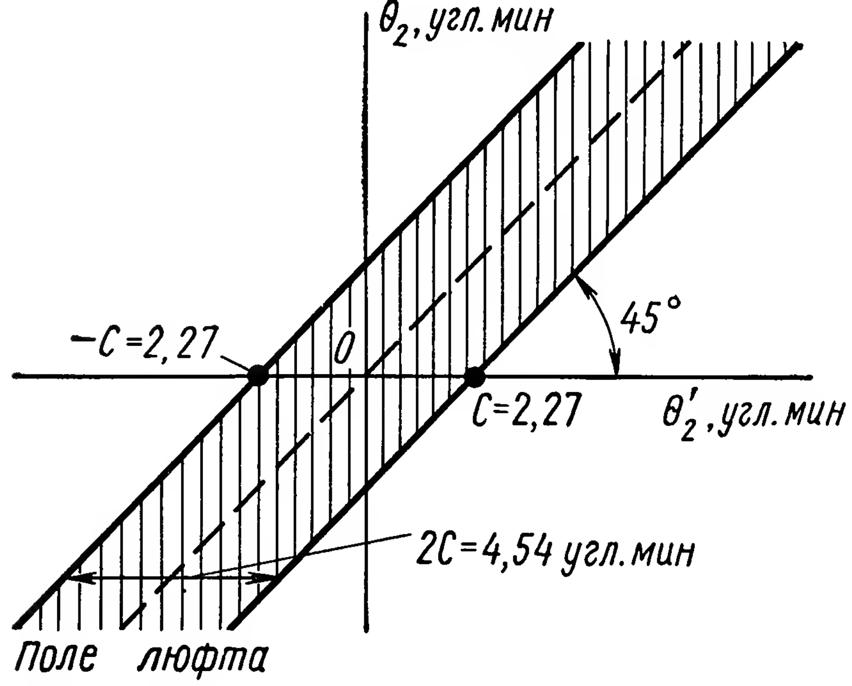


Рис. XV.16. Статическая характеристика люфта редуктора

Увеличение люфтов в редукторах приводит к снижению запасов устойчивости в нелинейных системах автоматического регулирования и к существенному возрастанию времени протекания переходного процесса. При действии на систему автоматического регулирования с малыми люфтами управляющего сигнала $g(t) = g_0$. Система остается практически линейной, так как поле люфта стягивается к прямой, имеющей наклон 45°, а с ростом люфта оно расширяется. В системе от действия нелинейности типа люфта увеличиваются амплитудные и фазовые искажения, что приводит к снижению запасов устойчивости в системе и ухудшению показателей качества.

На рис. XV.17 построена характеристика протекания переходного процесса в следящей системе в зависимости от величины люфта в редукторе. При 4—6 угл. мин время протекания переходного процесса $T_р$ увеличивается незначительно, а при $\Delta_р = 10$—15 угл. мин — увеличивается в 1,5—2 раза. Если люфт в редукторе достигает 22 угл. мин, в системе устанавливаются незатухающие колебания с постоянной амплитудой, а $T_р$ стремится к бесконечности.

Для большинства систем автоматического регулирования, по техническим условиям, автоколебательные режимы являются недо-

пустимыми. Поэтому необходимо выбирать такие значения коэффициентов усиления, при которых автоколебания в системах не устанавливаются. Из условий гармонического баланса

$$\left.\begin{aligned} H(\omega) &= \\ &= \frac{1}{\frac{1}{\pi}\sqrt{\begin{aligned}&\left[\frac{\pi}{2}+\arcsin\left(1-\frac{2\Delta}{A}\right)\right]^2+4\frac{\Delta}{A}\left(1+\frac{\Delta}{A}\right)+\\ &+2\left[\pi+2\arcsin\left(1-\frac{2\Delta}{A}\right)\right]\left(1-\frac{2\Delta}{A}\right)\sqrt{\frac{\Delta}{A}\left(1-\frac{\Delta}{A}\right)}\end{aligned}}};\\ \theta(\omega) &= \pi-\operatorname{arctg}\frac{4\frac{\Delta}{A}\left(1-\frac{\Delta}{A}\right)}{\frac{\pi}{2}+\arcsin\left(1-\frac{2\Delta}{A}\right)+2\left(1-\frac{2\Delta}{A}\right)\sqrt{\frac{\Delta}{A}\left(1-\frac{\Delta}{A}\right)}}\end{aligned}\right\} \quad (XV.27)$$

нетрудно найти критические значения коэффициента усиления системы $K_{кр}$. При установлении $K < K_{кр}$ автоколебания в системе с люфтом не возникают.

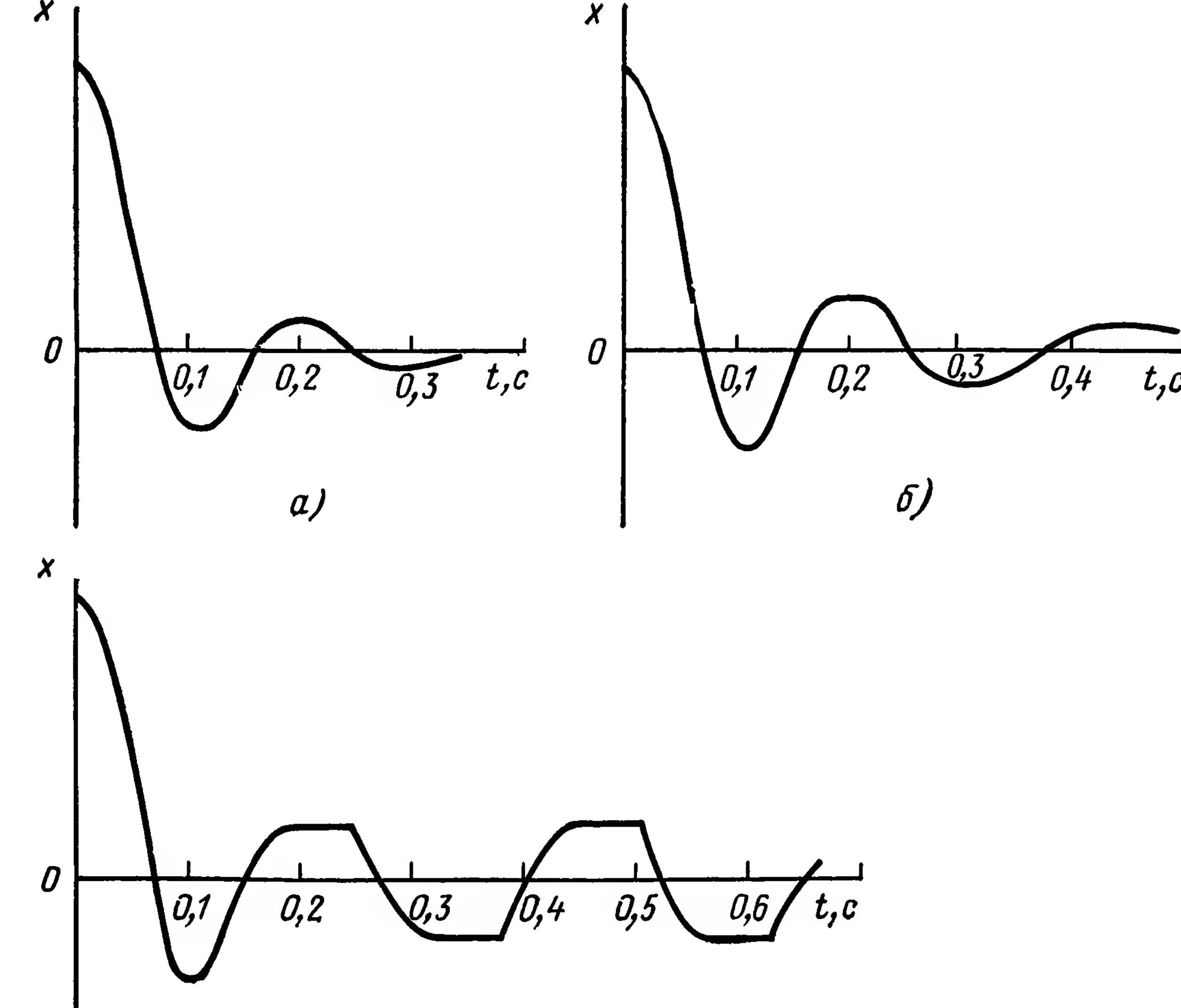


Рис. XV.17. Характеристика протекания переходных процессов в следящей системе с различными значениями люфтов в редукторе:

а — при $\Delta = 4—6$ угл. мин; *б* — при $\Delta = 10—15$ угл. мин.; *в* — при $\Delta = 22$ угл. мин

Пример XV.3. Определим критический коэффициент усиления $K_{кр}$ в следящей системе, если люфт в редукторе с $i_р = 676$ составляет $\Delta_р = 2{,}27$ угл. мин. Пусть разомкнутая передаточная функция следящей системы имеет вид

$$W(s) = \frac{K}{s(T_1 s+1)(T_2 s+1)}, \quad (XV.28)$$

где $T_1 = 0{,}2$ с, $T_2 = 0{,}1$ с.

На основании соотношений (XV.27) и (XV.28) запишем два трансцендентных уравнения:

$$\left.\begin{aligned} &20\lg\frac{K_{\text{кр}}}{\omega\sqrt{1-T_1T_2\omega^2+T_1\omega^2+T_2\omega^2}}=\\ &=20\lg\frac{K_{\text{кр}}}{\frac{1}{\pi}\sqrt{\begin{aligned}&\left[\frac{\pi}{2}+\arcsin\left(1-\frac{2\Delta}{A}\right)^2\right]+4\,\frac{\Delta}{A}\left(1-\frac{\Delta}{A}\right)+\\ &+2\left[\pi+\arcsin\left(1-\frac{2\Delta}{A}\right)\right]\left(1-\frac{2\Delta}{A}\right)\sqrt{\frac{\Delta}{A}\left(1-\frac{\Delta}{A}\right)}\end{aligned}}};\\ &\operatorname{arctg}\frac{1-T_1T_2\omega^2}{(T_1+T_2)\,\omega}=\\ &=\pi-\operatorname{arctg}\frac{4\,\frac{\Delta}{A}\left(1-\frac{\Delta}{A}\right)}{\frac{\pi}{2}+\arcsin\left(1-\frac{2\Delta}{A}\right)+2\left(1-\frac{2\Delta}{A}\right)\sqrt{\frac{\Delta}{A}\left(1-\frac{\Delta}{A}\right)}}.\end{aligned}\right\}\quad \text{(XV.29)}$$

Подставив в полученные уравнения соответствующие числовые значения, графическим методом (методом шаблона) определим области устойчивых состояний системы и автоколебаний [18, 19]. На рис. XV.18 построен соответствующий график, из которого можно установить, что при коэффициенте усиления $K < 8{,}2^1/\text{с}$ автоколебания возникать не будут.

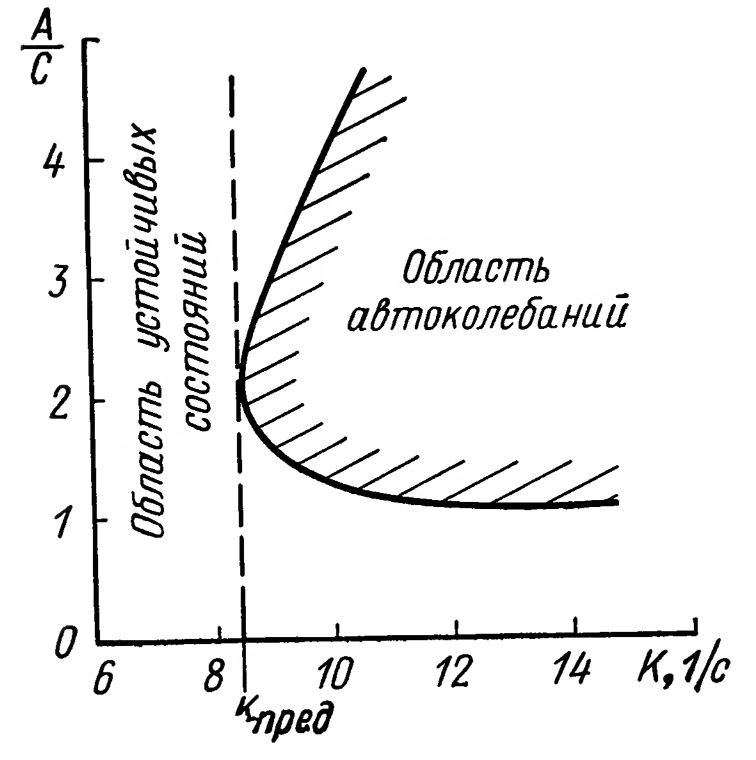


Рис. XV.18. Определение критического коэффициента усиления следящей системы с люфтом $\Delta = 2{,}27$ угл. мин

Принятая в расчетах геометрическая модель люфта является упрощенной и не учитывает влияние моментов инерции обеих частей редуктора, сочлененных через люфт, упругого взаимодействия (удара), сухого трения. Пользуясь уточненной моделью люфта, можно получить изменения в правых частях формул (XV.27). В соответствии с этим значение $K_{\text{кр}}$ несколько уменьшится [3], [12].

В редукторах для изменения угловой скорости вращения и направления вращения между пересекающимися под некоторым углом валами применяются конические зубчатые колеса. Наибольшее распространение получили конические передачи с углом пересечения валов, равным 90°. Выбор оптимальных передаточных отношений для конических передач производят с помощью номограмм, приведенных в § 1. К. п. д. конической зубчатой передачи определяют по формуле

$$\eta = 1 - 1{,}62c\mu\pi\left(\frac{\cos\varphi_1}{z_1}+\frac{\cos\varphi_2}{z_2}\right), \qquad \text{(XV.30)}$$

где c — поправочный коэффициент;
μ — коэффициент трения скольжения;
φ_1 — угол начального конуса ведущего колеса;
φ_2 — угол начального конуса ведомого колеса;
z_1 и z_2 — числа зубьев соответственно ведущего и ведомого колес.

Поправочный коэффициент для эквивалентного 20-градусного зацепления

$$c = \frac{P + 292}{P + 17{,}4}, \qquad \text{(XV.31)}$$

где P — окружное усилие в ведомом колесе, г;

$$P = \frac{20M}{mz_2}.$$

Здесь M — момент в ведомом колесе.

Обычно принято считать что $c = 1$, если $P \geqslant 3000$ г. Значения люфтов в конических передачах вычисляют по тем же формулам (XV.21) — (XV.23), а вероятный максимальный боковой зазор выбирают по табл. XV.2.

3. ЧЕРВЯЧНЫЕ ПЕРЕДАЧИ

Червячные передачи предназначены для передачи вращательного движения при скрещивающихся осях. Угол между осями δ может принимать различные значения. Однако наибольшее распространение получили червячные передачи с углом $\delta = 90°$. Червячные передачи обеспечивают высокую плавность работы, возможность самоторможения и значительные передаточные отношения кинематической пары. К числу недостатков этого вида передач можно отнести относительно низкий к. п. д.

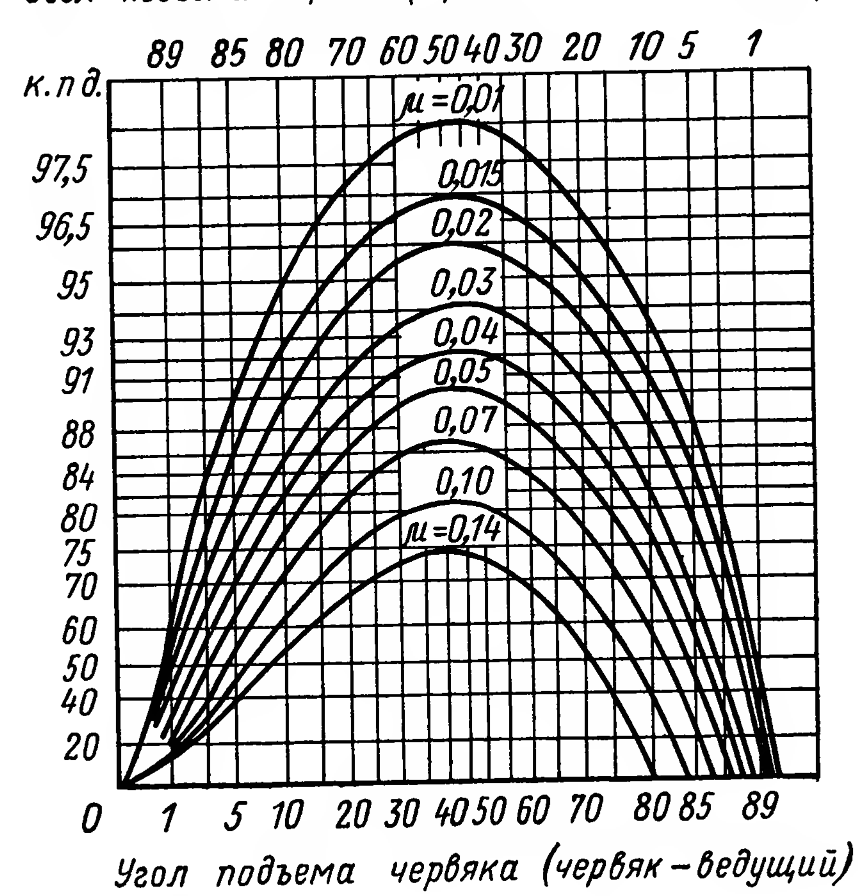


Рис. XV.19. Номограмма для определения к. п. д. червячной передачи в зависимости от коэффициента трения

Червячные передачи подразделяют на два типа: с цилиндрическим червяком и тороидным червяком. Цилиндрические червяки имеют три вида поверхностей: эвольвентные, конвалютные и архимедовы [14]. Тороидные червячные передачи имеют много различных видов; наибольшее же распространение получили глобоидные передачи.

На к. п. д. червячного редуктора большое влияние оказывает угол ρ подъема винтовой линии червяка, который определяют по формуле

$$\operatorname{tg} \rho = \frac{km_s}{d_д}, \qquad \text{(XV.32)}$$

где k — число заходов червяка;

m_s — торцовый модуль;

$d_д$ — диаметр делительного цилиндра.

В табл. XV.3 приведены углы подъема червяков приборных редукторов.

Таблица XV.3

m_s, мм	$d_д$, мм	Угол подъема червяка ρ				m_s мм	$d_д$, мм	Угол подъема червяка ρ			
		Число заходов k						Число заходов k			
		1	2	3	4			1	2	3	4
0,5	6	4°46′	9°27′	14°02′	18°26′	0,8	12	5°49′	7°36′	11°19′	14°56′
	8	3°35′	7°07′	10°37′	14°02′		16	2°52′	5°43′	8°32′	11°19′
	12	2°23′	4°46′	7°08′	9°28′		18	2°33′	5°05′	7°36′	10°05′
	16	1°47′	3°35′	5°21′	7°07′		20	2°18′	4°34′	6°51′	9°05′
0,6	8	4°18′	8°32′	12°41′	16°42′	1,0	16	5°55′	7°07′	10°37′	14°02′
	12	2°52′	5°43′	8°32′	11°19′		18	3°11′	6°21′	9°28′	12°32′
	16	2°09′	4°17′	5°59′	8°32′		20	2°52′	5°53′	8°32′	11°19′
	18	1°55′	3°49′	5°34′	7°36′		25	2°18′	4°35′	6°51′	9°05′

Зная углы подъема червяка и коэффициент трения μ, можно с помощью номограммы (рис. XV.19) определить к. п. д. передачи. Для того, чтобы решить вопрос, является ли при выбранных параметрах червячная передача самотормозящей, необходимо найти приведенный угол трения

$$\mu = \operatorname{tg} \rho', \qquad \text{(XV.33)}$$

где μ — коэффициент трения;

ρ′ — приведенный угол трения.

При $\rho \leqslant \rho'$ червячная передача является самотормозящей. В малогабаритных приборных редукторах последние пары часто выполняют самотормозящими, что позволяет при больших передаточных отклонениях $i_р > 1000$ иметь малогабаритные редукторы.

Люфты в червячных передачах определяют также по формулам (XV.21) — (XV.23), а вероятный максимальный боковой зазор $C_п$ выбирают по ГОСТ 3675—56.

4. ВОЛНОВЫЕ ЗУБЧАТЫЕ ПЕРЕДАЧИ

В последнее время был создан новый вид зубчатых передач, по своей структуре близкий к планетарным передачам, но с новым принципом передачи вращения. Этот вид передач получил наименование волновых зубчатых передач [8], [13], [20], [21]. Передача вращательного движения в волновых зубчатых передачах обеспечивается за счет создания бегущей волновой деформации одного из зубчатых колес. Малая масса и габаритные размеры этого вида передач при больших значениях передаточных отношений (до $i_р = 1000$ в одной ступени), высокий к. п. д., небольшие люфты и незначительный износ деталей делают волновые зубчатые передачи исключительно перспективными в некоторых видах следящих систем и систем автоматического управления высокой точности [13]. Важным преимуществом волновых зубчатых передач является возможность передачи вращения в герметическое пространство, что делает этот вид передач

практически незаменимым в космических летательных аппаратах [20], [21].

Выбор передаточных чисел и параметров зацепления. Рассмотрим волновую зубчатую передачу, состоящую из эллиптического водила (генератора) *1*, гибкого зубчатого колеса *2* и жесткого неподвижного зубчатого колеса *3* (рис. XV.20, *а*). Вращением водила передачи будем деформировать гибкое колесо *2* в виде бегущей волны. Гибкое колесо поворачивается в сторону, обратную вращению, если $z_2 > z_1$, и в ту же сторону, если $z_1 > z_2$. В принятой нами схеме за один оборот водила колесо повернется на $k\lambda$ зубьев, где k — любое целое число 1,

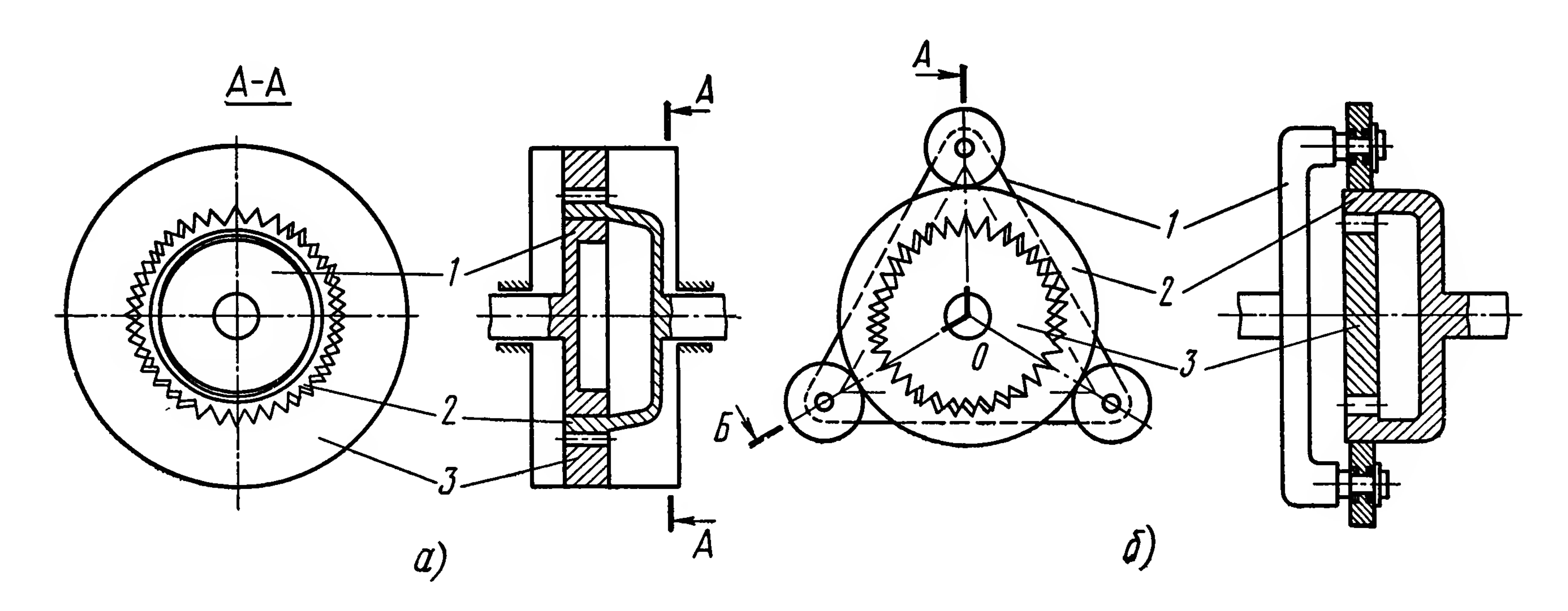


Рис. XV.20. Схемы волновых редукторов:

а — с внешним зацеплением; *б* — с внутренним зацеплением

2, 3..; λ — число волн генератора (обычно $\lambda = 2$ или 3). Следовательно, за один оборот колеса *2* водило *1* сделает $z_1/k\lambda$ оборотов.

Для определения передаточных чисел в волновом редукторе воспользуемся обращенной моделью планетарной передачи, когда водило остановлено, а гибкое и жесткое колеса движутся [13]:

$$i_{1,2}^{\text{н}} = \frac{n_1 - n_{\text{н}}}{n_2 - n_{\text{н}}}, \qquad \text{(XV.34)}$$

где n_1 и n_2 — частоты вращения соответственно для первого и второго колес. Кроме этого можно написать

$$i_{1,2}^{\text{н}} = \frac{z_2}{z_1}. \qquad \text{(XV.35)}$$

Приравнивая выражения (XV.34) и (XV.35), получим

$$\frac{z_2}{z_1} = \frac{n_1 - n_{\text{н}}}{n_2 - n_{\text{н}}}, \qquad \text{(XV.36)}$$

но при остановленном жестком колесе $n_2 = 0$, тогда из соотношения (XV.36) найдем

$$\frac{n_1}{n_{\text{н}}} = 1 - \frac{z_2}{z_1}$$

и передаточное число волнового редуктора при неподвижном втором колесе

$$i_{2р}=\frac{n_н}{n_1}=\frac{1}{1-\frac{z_2}{z_1}}. \qquad (XV.37)^*$$

Из формулы (XV.37) видно, что при $z_2 > z_1$ направление вращения гибкого колеса противоположно вращению водила, так как в этом случае изменяется знак передаточного отношения $i_р$. В волновой передаче диаметр делительной окружности гибкого колеса $d_{д1}$ меньше диаметра делительной окружности жесткого колеса $d_{д2}$ на величину δ, т. е.

$$\delta=d_{д2}-d_{д1}. \qquad (XV.38)$$

При одинаковых окружных тягах обоих зубчатых колес имеем

$$\left.\begin{aligned} d_{д1}&=\frac{tz_1}{\pi}=mz_1;\\ d_{д2}&=\frac{tz_2}{\pi}=mz_2. \end{aligned}\right\} \qquad (XV.39)^{**}$$

Используя выражения (XV.38) и (XV.39), перепишем формулу (XII.37) в виде

$$i_{2р}=-\frac{d_{д1}}{d_{д2}-d_{д1}}=-\frac{d_{д1}}{\delta}. \qquad (XV.40)$$

Формулы (XV.37) и (XV.40) справедливы при выдерживании основного соотношения для волновой зубчатой передачи:

$$z_2-z_1=\lambda. \qquad (XV.41)$$

Как видно из формулы (XV.40), передаточное число волнового редуктора зависит от величины δ или $m\lambda$. Последнее становится очевидным, если в формулу (XV.37) подставить выражение (XV.41):

$$i_{2р}=\frac{n_н}{n_1}=-\frac{d_{д1}}{m\lambda}. \qquad (XV.42)$$

Если в схеме волновой передачи водило *1* поместить снаружи, а гибкое колесо *2* выполнить с внутренним зацеплением и сделать неподвижным жесткое колесо *3*, то редуктор примет вид, показанный на рис. XV.20, *б*. Передаточное число такой передачи можно определить по формуле

$$i_{1р}=\frac{n_н}{n_2}=\frac{1}{1-\frac{z_1}{z_2}}=\frac{d_{д2}}{\delta} \qquad (XV.43)$$

или

$$i_{1р}=\frac{d_{д2}}{m\lambda}. \qquad (XV.44)$$

---

* Цифра 2 у передаточного числа означает, что второе колесо неподвижно.
** Угловые шаги обоих колес будут различными.

Из формул (XV.42) и (XV.44) видно, что наибольшее передаточное число имеет редуктор при $\lambda = 2$. В этом случае получим простую конструкцию водила (генератора). Для таких передач можно рекомендовать использование эвольвентного профиля с углом зацепления $\alpha = 20°$, если $m = 0{,}5 \div 0{,}8$. Высоту зуба принимаем уменьшенной по сравнению со стандартной. Этим обеспечивается правильность зацепления волновой передачи [13]. При меньших модулях $m < 0{,}4$ можно применять прямолинейный профиль со следующими параметрами: высота головки зуба $h' = \frac{7}{16}\Delta$; высота ножки зуба $h'' = \frac{9}{16}\Delta$; радиальный зазор $C = \frac{1}{8}\Delta$; диаметр окружности выступов зубьев жесткого колеса $D_{e2} = d_{д2} - \frac{7}{8}\Delta$; диаметр окружности выступов зубьев недеформированного гибкого колеса $D_{e1} = d_{д1} - \frac{7}{8}\Delta$; толщина зубьев по делительному диаметру $S_д = \frac{7}{16}t$.

В качестве материала для гибких колес применяют фторопласт и полиформальдегид. Жесткие колеса, как правило, изготовляют из высокопрочных сталей. К. п. д. волновой зубчатой передачи можно определить по формуле

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{1{,}1\lambda}{\cos^2\alpha} f_1 + k_R f_2 i_p \operatorname{tg}(\alpha + \rho')}, \quad \text{(XV.45)}$$

где k_R — коэффициент учета действия силы (обычно $k_R = 0{,}5 \div 0{,}8$);
f_1 — коэффициент трения в зацеплении;
f_2 — приведенный к диаметру жесткого колеса условный коэффициент трения, учитывающий вредные сопротивления во всех элементах генератора;
α — угол зацепления.

При расчетах для гибких колес, изготовленных из фторопласта или полиформальдегида, можно принимать: $f_1 = 0{,}04 \div 0{,}08$; $f_2 = 0{,}0015 \div 0{,}003$. Из формулы (XV.45) видно, что наибольшим к. п. д. обладают редукторы с двухволновыми зубчатыми передачами.

Конструкции редукторов с волновой зубчатой передачей. Редукторы с волновой зубчатой передачей имеют несколько модификаций. Рассмотрим наиболее распространенные из них.

Волновой редуктор с гибким пластмассовым колесом [22] служит для передачи крутящего момента порядка 2 кгм на выходном валу (рис. XV.21, *а*). Вал *2* электродвигателя *1* через трехволновой планетарный генератор *3* деформирует гибкое пластмассовое колесо *4*, образуя при этом бегущую волну относительно неподвижного колеса *5*. Гибкое колесо и связанный с ним вал *6* будут вращаться в противоположном направлении по сравнению с вращением вала генератора, так как число зубьев гибкого колеса равно 195, а жесткого колеса 192. Передаточное число рассмотренного редуктора $i_p = 448$.

На рис. XV.21, *б* изображен волновой редуктор, применяемый для передачи вращения в вакууме [13], [20], [21]. Электродвигатель *1*

вращает генератор *3*, деформируя при этом зубчатый венец трубы *4*. Ведомое жесткое колесо *2*, находящееся в вакууме, вращается от действия бегущей волны гибкого колеса. Колесо *2* состоит из двух половинок, стянутых болтами.

Люфты в волновых зубчатых передачах. В волновой передаче имеется несколько симметричных зон зацепления зубьев, что в зна-

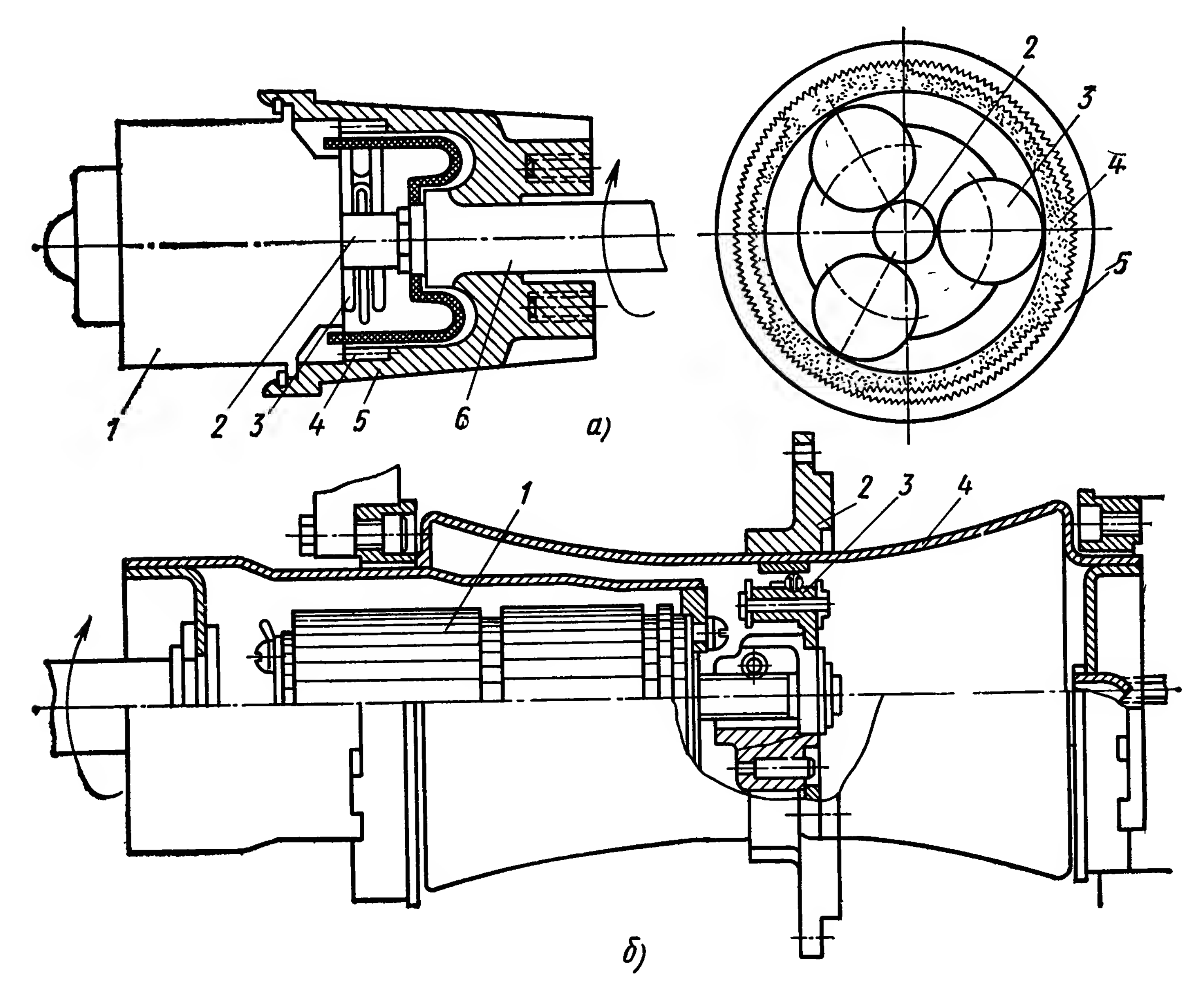


Рис. XV.21. Виды конструкций волновых редукторов:

а — с гибким пластмассовым колесом; *б* — для передачи вращения в вакууме

чительной степени уменьшает мертвый ход в передаче. Следует отметить, что погрешность изготовления отдельных зубьев также уменьшается за счет усреднения по зонам зацепления. Поэтому в волновых редукторах обеспечивается высокая кинематическая точность и плавность хода. Вероятные максимальные значения люфта в волновой передаче можно определять с помощью следующего соотношения:

$$\Delta_{в} = 0{,}8 \frac{C'_n}{mz_2}, \qquad (XV.46)$$

где $C'_n = C_n - 12$ мкм.

Влияние дополнительного люфта от шарикоподшипников следует учитывать значением коэффициента $k_{шп}$. Итак, суммарный люфт волновой передачи определяют по формуле

$$\Delta_{в_{\Sigma}} = \frac{(0{,}8\, C_n + k_{шп})\, C'_n}{mz_2}. \qquad (XV.47)$$

Пример XV.4. Определим суммарный люфт в волновой передаче, считая что шестерни изготовлены по 7-й степени точности, а шарикоподшипники установлены класса П. Примем $z_2 = 100$ и $m = 0{,}5$, тогда

$$\Delta_{\text{в}_\Sigma} = \frac{(0{,}8+0{,}5)\cdot 53}{0{,}5 - 100} = 1{,}39 \text{ угл. мин},$$

где $C'_n = 65 - 12 = 53$.

Величина люфта 1,39 угл. мин может быть несколько уменьшена за счет регулировки положения роликов генератора.

5. ФРИКЦИОННЫЕ ПЕРЕДАЧИ

Фрикционные передачи применяются для выполнения операций дифференцирования и интегрирования, поддержания малых значений постоянной угловой скорости вращения в испытательных гироскопических стендах, функциональных преобразований и т. п. Фрикционы в этих механизмах выполняют в виде роликов, двух шариков, собранных в гнезде, а иногда нескольких шариков, заключенных в обойму. Однако наибольшее распространение получили фрикционные передачи с роликами.

Фрикционная передача для выполнения операций дифференцирования и интегрирования. Ведущий диск *1* (рис. XV.22) вращается с постоянной равномерной скоростью Ω. Ролик *5* радиуса r соприкасается с диском *1* на длине ρ и вращается вместе с валиком *2*. Угловая скорость вращения валика и ролика прямо пропорциональна величине радиуса ρ. Винт *3* со скобой *4* служит для перемещения ролика *5* и изменения радиуса ρ. При отсутствии проскальзывания между диском и роликом можно составить уравнение для линейных перемещений трущихся поверхностей в виде

$$\rho d\alpha = r d\varphi, \tag{XV.48}$$

где $d\alpha$, $d\varphi$ — элементарные углы поворота диска и ролика.

Из уравнения (XV.48) можно получить

$$\frac{d\varphi}{d\alpha} = \frac{\rho}{r} \tag{XV.49}$$

или

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{d\alpha}{dt}\frac{\rho}{r}. \tag{XV.50}$$

Введем следующее обозначение

$$\Omega = \frac{d\alpha}{dt}, \tag{XV.51}$$

тогда

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{\Omega}{r}\rho. \tag{XV.52}$$

Если угол поворота ролика сделать пропорциональным дифференцируемой величине x, т. е. $\varphi = kx$, то это выражение примет вид

$$\frac{dx}{dt} = \frac{\Omega}{kr}\rho, \tag{XV.53}$$

откуда

$$x = \frac{\Omega}{kr}\int \rho dt + C. \tag{XV.54}$$

Из рис. XV.22 видно, что дифференцируемая функция вводится с помощью валика, получающего вращение от ролика через редуктор *6*, а интегрируемая функция — с помощью винта *3*, передвигающего ролик вдоль оси *2*.

Основная ошибка фрикционного механизма происходит от явления проскальзывания между ведущим диском и роликом. Величина проскальзывания характеризуется углом проскальзывания ψ, который пропорционален коэффициенту проскальзывания k_μ, а последний зависит от величины передаваемого момента M и радиуса ρ.

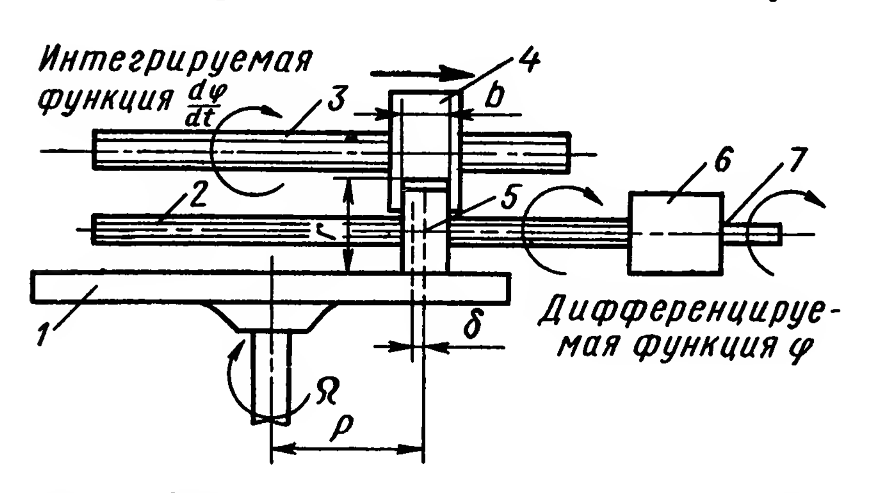


Рис. XV.22. Схема фрикционной передачи для дифференцирования и интегрирования функций

При заданной величине нажатия P образуется момент M, величина которого определяется по формуле

$$M = \frac{Pk_\mu \delta r}{b}, \qquad \text{(XV.55)}$$

где δ — величина смещения нескользящей точки относительно середины ролика (см. рис. XV.22).

Чем больше передаваемый момент M и длиннее ролик b, тем больше величина смещения δ. На рис. XV.23, *а* и *б* приведены номограммы [6]

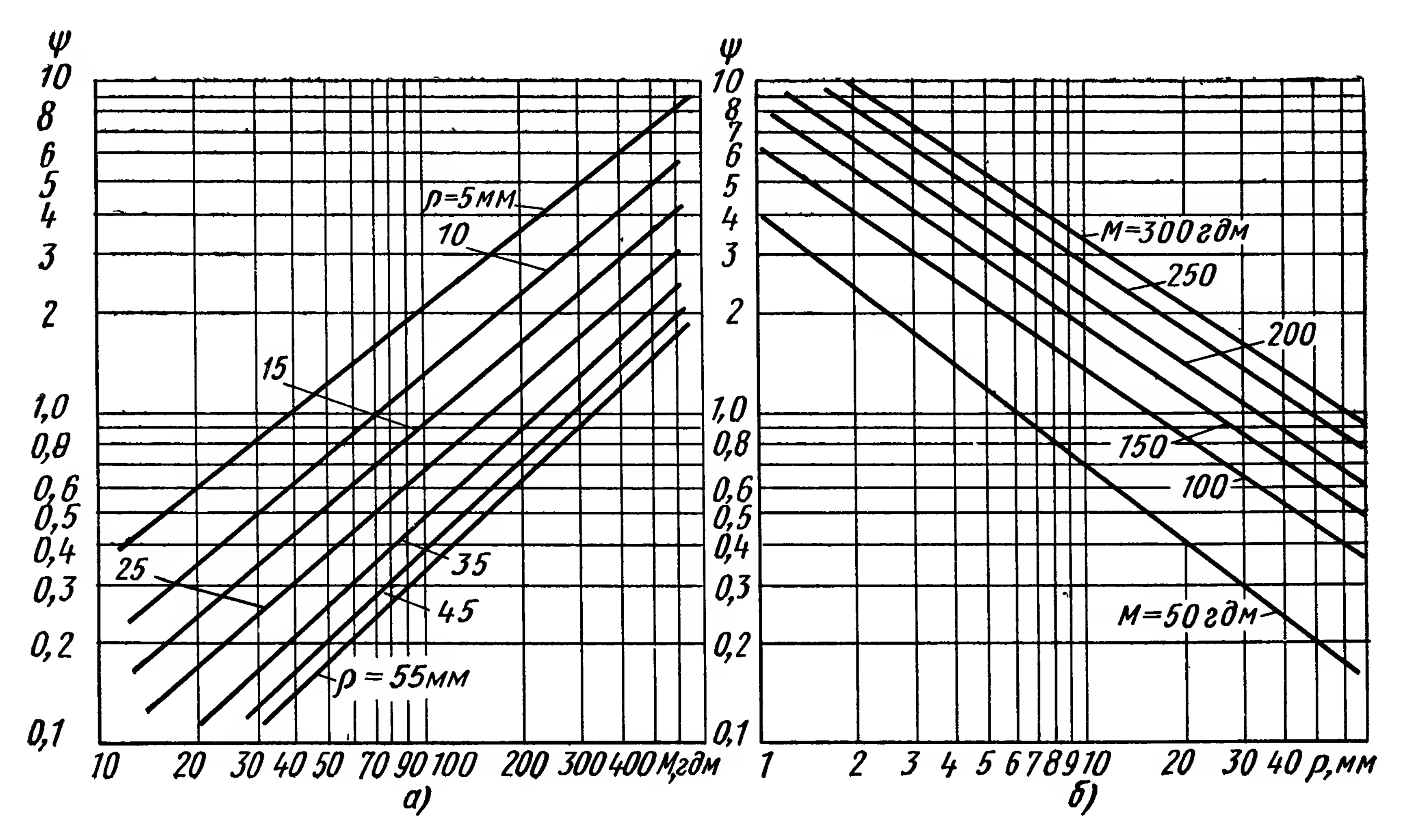


Рис. XV.23. Номограммы для определения величины проскальзывания фрикционной передачи:

а — для ψ (M) при различных ρ; *б* — для ψ (ρ) при различных M

для определения величин проскальзывания фрикционной передачи. По ним можно установить допустимые пределы изменения ρ и M в зависимости от точности дифференцирования или интегрирования.

Для этого воспользуемся формулой, позволяющей определить ошибки дифференцирования:

$$\frac{\Delta\left(\frac{dx}{dt}\right)}{\frac{dx}{dt}} = \frac{\Delta\Omega}{\Omega} + \frac{\Delta r}{r} + \frac{\Delta\rho}{\rho}, \qquad \text{(XV.56)}$$

где $\Delta\left(\frac{dx}{dt}\right)$ — ошибка дифференцирования;

$\Delta\Omega$ — ошибка выдерживания числа оборотов диска;

Δr — ошибка в радиусе валика (от деформаций, изготовления или износа);

$\Delta\rho$ — ошибка в радиусе расположения валика или обоймы (характеризует величину проскальзывания в фрикционной передаче).

В фрикционных механических передачах для дифференцирования и интегрирования функций выбирают следующие основные параметры:

диаметр диска от 60 до 200 мм;
диаметр валика от 15 до 30 мм;
частота вращения диска от 100 до 700 об/мин;
частота вращения валика от 0 до 2000 об/мин.

Фрикционные передачи для следящих систем. В последнее время нашли применение в приводах переменной скорости вращения функ-

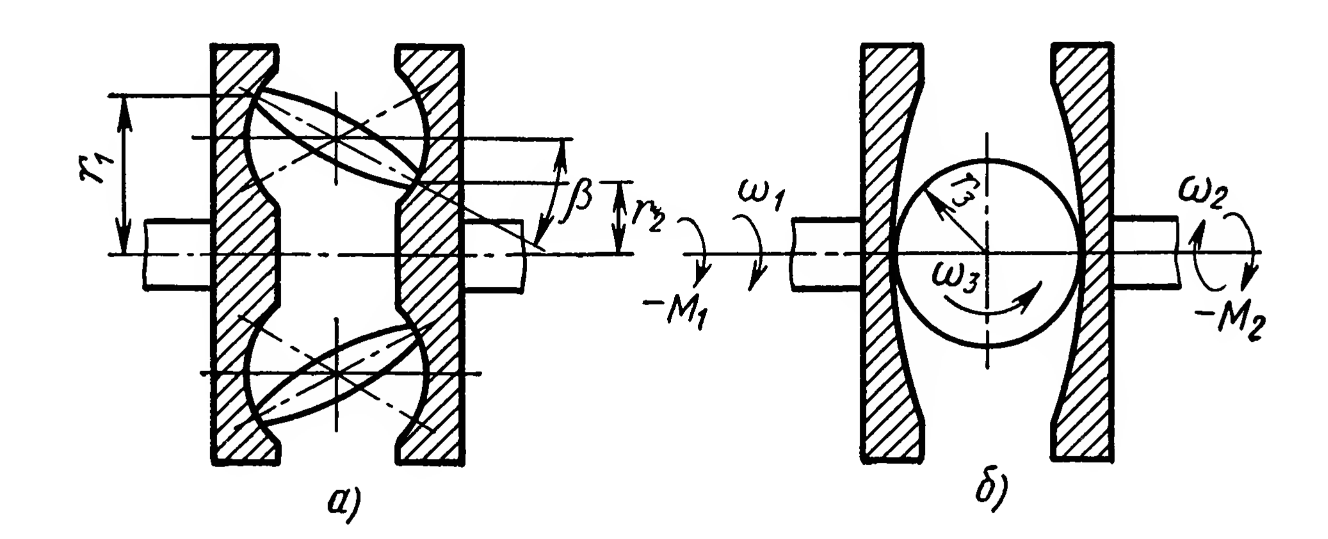


Рис. XV.24. Схема торового вариатора:
а — вид сбоку; *б* — вид сверху

ционные передачи в виде торовых вариаторов [5]. Основной узел вариатора состоит из двух чашек с торовыми рабочими поверхностями (рис. XV.24, *а* и *б*), между которыми расположены ролики. Изменением угла наклона роликов меняется коэффициент передаточного отношения

$$i_p = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{1 + \frac{2r_3}{r_1 + r_2}\sin\beta}{1 - \frac{2r_3}{r_1 + r_2}\sin\beta}, \qquad \text{(XV.57)}$$

где r_3 — радиус ролика;

r_1 и r_2 — радиусы точек контакта роликов с чашками;

β — угол наклона роликов.

Реверсирование скорости выходного вала осуществляют с помощью торового вариатора и двух дифференциалов *2* и *9*, управляемых блоком реверса *12* через передачу *11* (см. рис. XV.25).

Торовый вариатор состоит из двух чашек *3*, *5* и ролика *4*. Осевое усилие фрикциона обеспечивается нагрузочными пружинами *8* и

шариковой муфтой 7. Передача осевого давления осуществляется через шарикоподшипник 6. Входной вал 1 вращается с постоянной угловой скоростью, а выходной вал 10 изменяет угловую скорость вращения

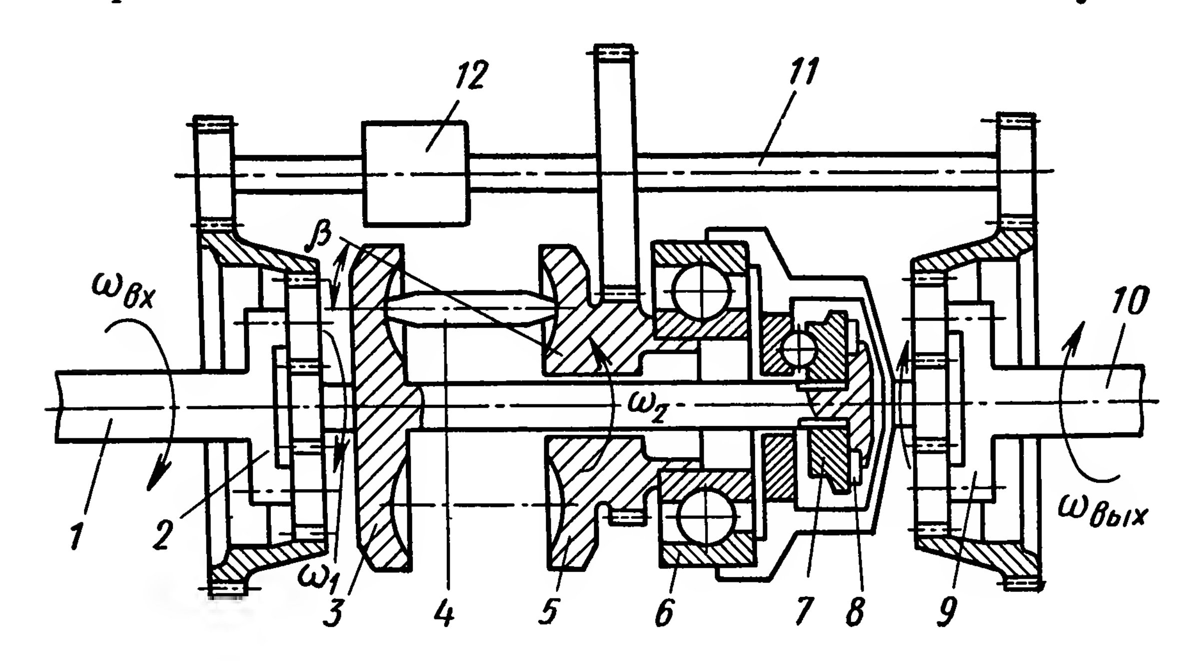


Рис. XV.25. Конструкция торового вариатора с двумя дифференциалами

в зависимости от угла β. Запишем без учета скольжения основные кинематические соотношения рассматриваемой передачи. Тогда имеем:

для дифференциала 2

$$\omega_{вх} = \frac{\omega_1 + \omega_2}{4}, \tag{XV.58}$$

для дифференциала 9

$$\omega_{вых} = \frac{\omega_2 - \omega_1}{4}. \tag{XV.59}$$

На основании уравнений (XV.57) — (XV.59), запишем

$$\frac{\omega_{вых}}{\omega_{вх}} = \frac{i_р - 1}{i_р + 1}. \tag{XV.60}$$

Из полученного выражения видно, что данный привод является реверсивным. Составим два уравнения моментов для первой и второй чашек торового вариатора:

$$\left.\begin{aligned} M_1 - \frac{M_{дв}}{4} - \frac{M_н}{4} = 0; \\ M_2 + \frac{M_{дв}}{4} - \frac{M_н}{4} = 0, \end{aligned}\right\} \tag{XV.61}$$

где M_1 и M_2 — моменты соответственно на первой и второй чашках;
$M_{дв}$ — момент приводного электродвигателя;
$M_н$ — момент нагрузки, приведенный к выходному валу.

Исключая из уравнений (XV.61) $M_{вх}$, найдем

$$M_1 + M_2 = \frac{M_н}{2}. \tag{XV.62}$$

На сумму моментов $M_1 + M_2$ не влияет наклон роликов, последнее показывает, что максимальный момент на выходном валу не зависит от установившегося значения угловой скорости вращения выходного вала. Определим дифференциальные уравнения и передаточные функции фрикционной передачи, считая, что зоны фрикционного контакта

находятся в линейной области. Уравнение моментов электродвигателя для управления роликами запишем в виде

$$M_{дв}=k_м i_a - k_\alpha \alpha, \qquad (XV.63)$$

где $k_м$ — моментная постоянная электродвигателя;
i_a — ток якоря электродвигателя;
α — угол поворота роликов;
k_α — постоянная моментного электродвигателя,

и

$$\frac{M_{дв}}{3}=J_\alpha \frac{d^2\alpha}{dt^2}+D_\alpha \frac{d\alpha}{dt}+J_р \omega_3 \frac{d\beta}{dt}, \qquad (XV.64)$$

где J_α — момент инерции относительно оси ролика;
D_α — коэффициент скоростного трения роликов;
$J_р$ — полярный момент инерции роликов;
ω_3 — угловая скорость роликов.

Пренебрегая углом бокового скольжения роликов, имеем

$$\frac{d\beta}{dt}=\omega_3\alpha. \qquad (XV.65)$$

Применив к уравнениям (XV.63) — (XV.65) преобразование Лапласа при нулевых начальных условиях, получим передаточную функцию для управления роликами в виде

$$W_р(s)=\frac{\beta(s)}{I_a(s)}=\frac{k_п}{s(T_п^2 s^2+2\xi_п T_п s+1)}, \qquad (XV.66)$$

где

$$T_п=\sqrt{\frac{J_\alpha}{k_\alpha+3J_р\omega_3^2}};$$

$$\xi_п=\frac{3D\alpha}{2}\sqrt{\frac{1}{J_\alpha(k_\alpha+3J_р\omega_3^2)}};$$

$$k_п=\frac{k_м\omega_3}{k_\alpha+3J_р\omega_3^2}.$$

Уравнение моментов для привода запишем раздельно для первой и второй чашек:

$$\left.\begin{aligned}&\frac{M_н}{4}+\frac{J_н+J_{дф}}{4dt}\frac{d\omega_{вых}}{}+J_2\frac{d\omega_2}{dt}-\frac{M_{дв}}{4}-M_2=0;\\&M_{мф}-J_1\frac{d\omega_1}{dt}+\frac{M_{дв}}{4}-M_1=0,\end{aligned}\right\} \qquad (XV.67)$$

где $J_н$ — момент инерции нагрузки;
$J_{дф}$ — момент инерции на выходе дифференциала;
$M_{мф}$ — момент на шариковой муфте;
J_1 и J_2 — моменты инерции соответственно на первой и второй чашках вариатора.

Подставляя в полученные два уравнения значения приращений угловые скорости вращения [в соответствии с соотношениями (XV.58) и (XV.59)] и исключая $M_{дв}$, получим

$$M_1+M_2-(J_1+J_2)\,\Delta\omega_ч+\frac{J_н+J_{дф}}{4}\frac{d\omega_{вых}}{dt}+\frac{M_н}{4}+M_ф=0, \quad \text{(XV.68)}$$

где $\Delta\omega_ч$ — изменение угловой скорости вращения чашки вариатора. Уравнения моментов для шариковой муфты будут

$$\left.\begin{aligned}&\frac{M_ч}{4}+\frac{J_н+J_{дф}}{4}\frac{d\omega_{вых}}{dt}-J_1\frac{d\omega_1}{dt}-M_{мф}=0\\ \text{и}\quad &M_{мф}=k_{мф}\int(\Delta\omega_1+\Delta\omega_ч)\,dt+D_{мф}(\Delta\omega_1+\Delta_ч).\end{aligned}\right\} \quad \text{(XV.69)}$$

Суммарный момент вариатора

$$M_1+M_2=3P_n\mu_в k_v\,n\frac{r_1+r_2}{2}, \quad \text{(XV.70)}$$

где P_n — усилие нормальное к поверхности ролика;
$\mu_в$ — коэффициент трения фрикционных пар вариатора;
n — величина скольжения вариатора;
k_v — коэффициент скоростного трения привода.

Приращение угловой скорости вращения на выходном валу можно представить в виде [5]

$$\Delta\omega_ч=2\omega_{вх}\left(\frac{2r_3}{r_1+r_2}\beta-\frac{n}{2}\right). \quad \text{(XV.71)}$$

Применим к уравнениям (XV.68) — (XV.71) преобразование Лапласа, тогда получим передаточные функции, характеризующие управление угловой скоростью привода:

$$W_\omega(s)=\frac{\Delta\omega_ч(s)}{\beta(s)}=\frac{k_1(T_1^2s^2+2\xi_1T_1s+1)}{a_1s^3+a_2s^2+a_3s+a_4}, \quad \text{(XV.72)}$$

где

$$k_1=k_{мф}3r_3P_п\mu_в k_v n;$$

$$T_1=\sqrt{\frac{J_1+\frac{J_н+J_{дф}}{4}}{k_{мф}}};\qquad \xi_1=\frac{D_{мф}}{2}\sqrt{\frac{k_{мф}}{J_1+\frac{J_н+J_{дф}}{4}}};$$

$$a_1=(J_1+J_2)\,J_1+\frac{(J_1+J_2)(J_н+J_{дф})}{16}+\frac{J_1(J_н+J_{дф})}{4};$$

$$a_2=D_{мф}\left(\frac{J_н+J_{дф}}{4}+2J_1+J_2\right)+\frac{3P_п\mu_в k_v n}{4\omega_{вх}}\left(J_1+\frac{J_н+J_{дф}}{16}\right)(r_1+r_2);$$

$$a_3=k_{мф}\left(\frac{J_н+J_{мф}}{4}+2J_1+J_2\right);$$

$$a_4=\frac{3k_{мф}P_п\mu_в k_v n\,(r_1+r_2)}{4\omega_{вх}}$$

и

$$W_{вых}(s)=\frac{\omega_{вых}(s)}{\Delta\omega_ч(s)}=\frac{T_2^2s^2+2\xi_2T_2s+1}{2(T_1^2s^2+2\xi_1T_1s+1)}, \quad \text{(XV.73)}$$

где

$$T_2=\sqrt{\frac{J_1}{2k_{мф}}};\qquad \xi_2=\frac{D_{мф}}{2}\sqrt{\frac{2k_{мф}}{J_1}}.$$

Пользуясь передаточными функциями, составим структурную схему следящей системы с управлением по скорости (рис. XV.26), где передаточная функция фрикционного привода выделена штриховой линией [1].

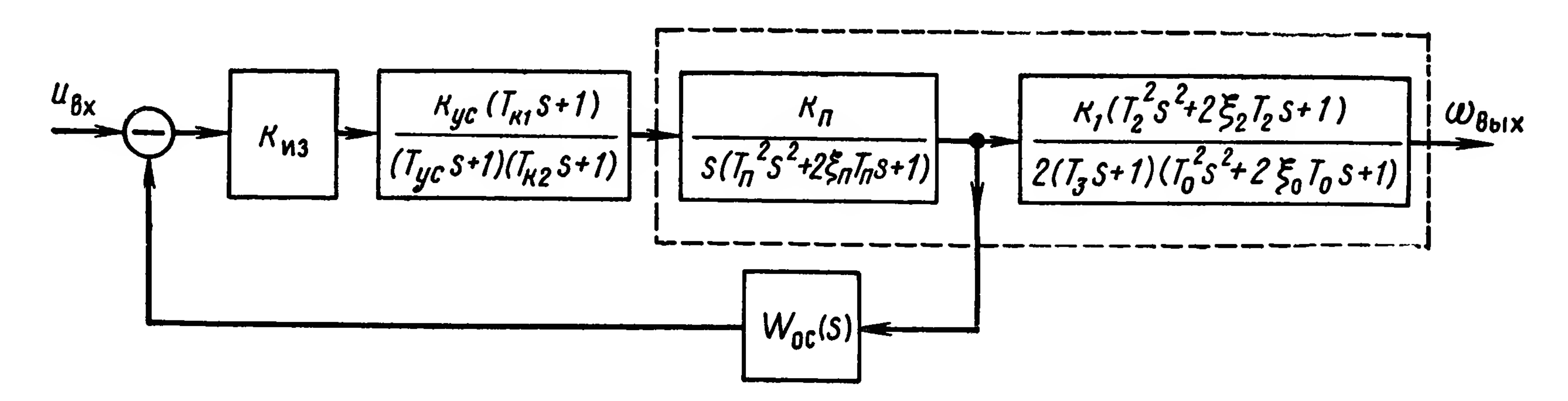


Рис. XV.26. Структурная схема системы управления приводом по скорости

$\left[\frac{k_{ус}(T_{к1}s+1)}{(T_{ус}s+1)(T_{к2}s+1)}\right.$ — передаточные функции усилителя и корректирующего устройства; $k_{из}$ — передаточная функция измерительных средств; $W_{ос}$ — передаточная функция обратной связи].

Определение проскальзывания в фрикционной передаче. Суммарное значение проскальзывания в рассматриваемой фрикционной передаче может быть вычислено с помощью следующего выражения:

$$\Delta\omega_{вых}^{пр} = -0{,}001M_н \pm 0{,}009\Delta_п \pm 1{,}3 \text{ рад/с}, \qquad (XV.74)$$

где $\Delta_п$ — в угловых градусах;

$M_н$ — момент нагрузки, кГм.

В этой формуле первый член определяет величину проскальзывания; второй член зависит от величины бокового зазора зубчатой передачи на выходном валу и, наконец, третий член характеризует зону нечувствительности.

Фрикционный привод обладает высокой плавностью хода в широком диапазоне изменения угловых скоростей вращения при к. п. д. порядка 70—80%.

6. ВИНТОВЫЕ ПЕРЕДАЧИ

Винтовые передачи обеспечивают высокую плавность хода и точность перемещения устройств и механизмов при значительных передаточных отношениях. В настоящее время наибольшее распространение получили два типа винтовых передач: с трением скольжения (обычная винтовая передача) или трением качения (шариковинтовая передача). Винтовая передача с кинематической парой скольжения состоит из ходового винта *1* и гайки *2* (рис. XV.27, *а*). В винтовую передачу с кинематической парой качения, кроме винта *1* и гайки *2*, входят шарики *3*, перекатывающиеся через перепускной канал *4*.

---

[1] Передаточная функция $\frac{1}{a_1s^3+a_2s^2+a_3s+a_4}$ приведена к виду $\frac{1}{(T_3s+1)(T_0^2s^2+2\xi_0T_0s+1)}$.

Винт *5* уменьшает влияние люфта в передаче (рис. XV.27, *б*). Из сравнения принципиальных схем двух типов винтовых передач можно отметить ряд преимуществ шариковинтовых передач: высокий к. п. д., малые значения осевого люфта, минимальный износ и высокая кинематическая чувствительность [16]. К недостаткам шарико-винтовых передач следует отнести относительную сложность и трудоемкость изготовления [1].

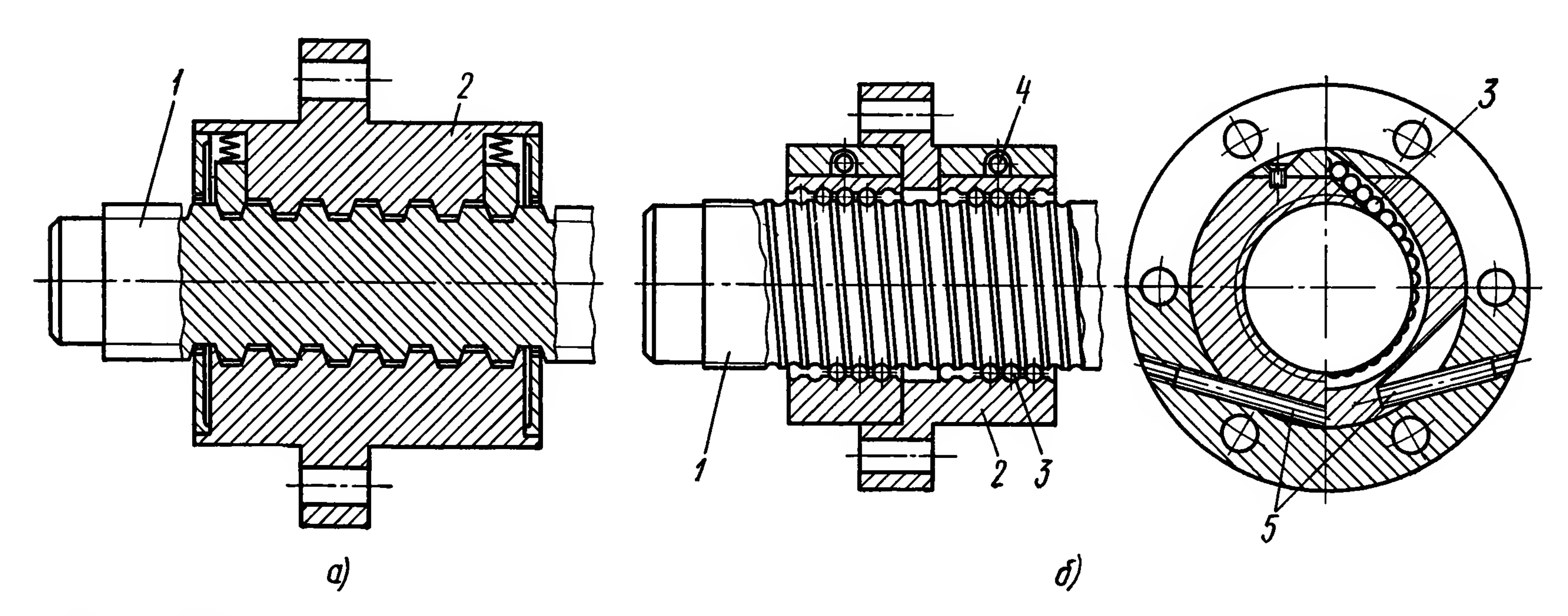


Рис. XV.27. Винтовые передачи: *а* — с кинематическими парами скольжения; *б* — качения

Винтовые передачи с кинематической парой скольжения имеют трапецеидальный профиль резьбы с углом 30° (ГОСТ 9484—73). К. п. д. винтовой пары определяют по формуле

$$\eta = \frac{\operatorname{tg}\beta}{\operatorname{tg}(\beta+\rho)}, \qquad (XV.75)$$

где β — угол подъема средней винтовой линии резьбы;

ρ — угол трения в резьбе (обычно 6—8 угл. град.).

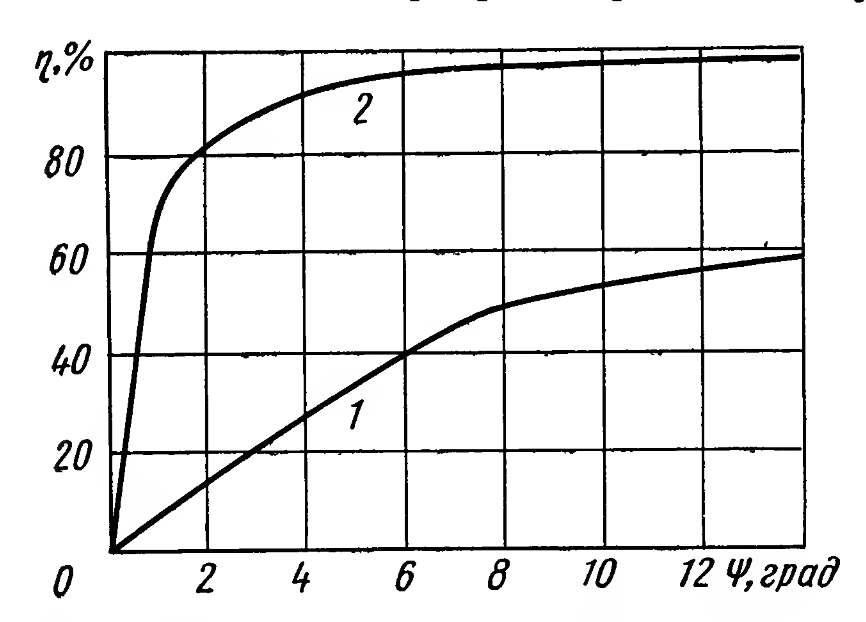


Рис. XV.28. К. п. д. винтовых передач

На рис. XV.28 кривой *1* показаны к. п. д. винтовых механизмов в зависимости от угла подъема винтовой линии β. Из рис. XV.28 видно, что к. п. д. винтовой пары достаточно мал, так как при $\beta = 10 \div 12°$ он не превышает 60%.

От действия момента нагрузки происходит закручивание ходового винта и в винтовой передаче изменяется шаг резьбы. Величину этого изменения определяют по формуле

$$\Delta S_{м} = \frac{MS^2}{2\pi G J_p}, \qquad (XV.76)$$

[1] Наиболее трудоемкой операцией является шлифование профиля резьбы гайки и ходового винта. Для получения шарико-винтовой пары необходимо обеспечивать такую точность изготовления винта, чтобы наибольшая накопленная ошибка шага не превышала 0,005 мм на длине 300 мм.

где M — момент нагрузки;

S — шаг резьбы;

G — модуль сдвига материала, из которого сделан ходовой винт;

$J_р$ — полярный момент инерции сечения винта.

Кинематическая точность винтовой пары скольжения определяется люфтом в винтовой паре $\Delta_л$ и изменением шага резьбы ΔS.

Винтовые передачи с кинематической парой качения имеют различные виды профилей резьбы: прямолинейный, треугольный, трапецеидальный, криволинейный и т. п. Наибольшее распространение получили лишь первые три вида профилей из-за их простоты изготовления и постоянства угла контакта. Однако эти виды профилей значительно уступают криволинейному по допустимой величине перегрузки на шарик.

В винтовых передачах с кинематической парой качения к. п. д. определяют по формуле

$$\eta = \frac{\operatorname{tg}\beta}{\operatorname{tg}\left(\beta + \operatorname{arctg}\frac{k}{d_ш \sin\alpha_к}\right)}, \qquad (XV.77)$$

где k — коэффициент трения качения;

$d_ш$ — диаметр шарика;

$\alpha_к$ — половина угла профиля впадины резьбы винта.

На рис. XV.28 кривой 2 показано изменение к. п. д. винтовой пары качения в зависимости от угла подъема винтовой линии. При углах $\beta = 10 \div 12°$ к. п. д. превышает 95%.

Диаметр шарика определяется в зависимости от шага резьбы S, т. е.

$$d_ш = (0{,}55 \div 0{,}65)\, S. \qquad (XV.78)$$

В таких передачах шарики изготовляют по 02; 01 и 0 степеням точности по ГОСТ 3722—60.

Зазоры в винтовых передачах определяют по формулам:

радиальный

$$\Delta_р = 4\,(r_п - r_ш)\,(1 - \cos\alpha_к); \qquad (XV.79)$$

осевой

$$\Delta_{ос} = \frac{4\,(r_п - r_ш)\sin\alpha_к}{\cos\beta}, \qquad (XV.80)$$

где $r_п$ — радиус желоба (для дуговых профилей винта);

$r_ш$ — радиус шарика;

$\alpha_к$ — угол контакта шарика с профилем.

Винты в винтовых передачах с кинематическими парами скольжения и качения должны проверяться на значение критической угловой скорости вращения (для первого тока колебаний)

$$\omega_{кр} = 2{,}78\,\frac{d_п}{l^2}\sqrt{\frac{E}{\rho}}, \qquad (XV.81)$$

где $d_п$ — приведенный диаметр винта;

l — расстояние между опорами;

E — модуль упругости материала винта;

ρ — плотность материала винта.

Для обеспечения нормальной работы винтовых передач необходимо выбирать наибольшие значения допустимой угловой скорости вращения $\omega_{доп}$ на 20% меньше $\omega_{кр}$. В случае нарушения этого условия следует увеличивать диаметр ходового винта или увеличивать шаг резьбы.

7. КЛАССИФИКАЦИЯ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ОПОР

Основное назначение опоры — поддерживать ось в определенном положении. Опоры применяют в исполнительных устройствах, следящих приводах, измерительных и других устройствах систем управления в качестве элементов собственно исполнительного двигателя или некоторой механической передачи. Технические требования, предъявляемые к опорам, определяются условиями работы устройства. Так, в машиностроении опоры воспринимают большие нагрузки, поэтому они должны быть прочными и износостойкими.

Опоры в приборостроении, например в измерительных устройствах, должны иметь минимальный момент трения для обеспечения точности измерения. Такие опоры должны быть устойчивыми к тряске и вибрации, хорошо работать в агрессивных средствах, при высоких и низких температурах, в вакууме и т. д.

В зависимости от способа перемещения подвижного элемента относительно неподвижного и от вида трения опоры бывают: скольжения, качения, на упругих элементах, жидкостные или газовые, магнитные.

Опоры скольжения и качения имеют специфическую нелинейную характеристику, связывающую линейную или угловую скорость перемещения подвижного элемента опоры относительно неподвижного. Эта в общем случае нестационарная нелинейность приводит к нелинейным связям через механическую нагрузку, которые оказывают существенное влияние на статические и динамические характеристики устройства или системы в целом.

Опоры скольжения широко используются во всех областях техники для тяжелонагруженных быстроходных валов и для особолегких малонагруженных медленно вращающихся осей, в условиях вибрации, в агрессивных средах и для обеспечения очень точного напряжения вращения. Они надежны и долговечны, бесшумны, просты и компактны. Основными их недостатками являются износ и значительный момент сопротивления из-за сухого трения. Применяются цилиндрические, торцовые, конические, шаровые и опоры на кернах.

Некоторые типы конструкций и расчетные формулы приведены в табл. XV.4.

Опоры качения. Различают опоры на ножах, шариковые и роликовые подшипники. Первые являются опорами наиболее чистого качения, но они не могут работать в условиях вибрации и при больших углах отклонения. В шариковых опорах нельзя полностью исключить проскальзывание, поэтому они имеют значительно больший момент трения.

Шариковые опоры могут быть стандартными и нестандартными. К последним относятся насыпные, прецизионные и скоростные подшипники. По характеру воспринимаемой нагрузки стандартные шарикоподшипники делятся на радиальные, радиально-упорные и упорные.

Таблица XV.4

Опоры исполнительных и измерительных устройств

Тип конструкции	Расчетные формулы	Обозначения
	Опоры скольжения	
Цилиндрическая опора	Момент сухого трения $M_{\text{с тр}}=M_0+\frac{4}{\pi}fR_{\text{р}}\frac{d}{2}+\frac{3}{16}\pi f R_{\text{о}}\rho$; $\rho=0{,}881\sqrt[3]{R_{\text{о}}\left(\frac{1}{E_{\text{ц}}}+\frac{1}{E_{\text{п}}}\right)r}$	M_0 — собственный момент сопротивления, не зависящий от нагрузки; $R_{\text{о}}$ — осевая нагрузка; $R_{\text{р}}$ — радиальная нагрузка; f — коэффициент трения скольжения; d — диаметр цапфы; r — радиус сферического конца цапфы; $E_{\text{ц}}$, $E_{\text{п}}$ — модули упругости материалов цапфы и опорной поверхности
Коническая опора	Момент сухого трения $M_{\text{с тр}}=M_0+\frac{\pi}{4}fd\frac{R_{\text{р}}}{\cos\alpha}+\frac{1}{2}fd\frac{R_{\text{о}}}{\cos\alpha}$	
Опоры на кернах	Момент сухого трения $M_{\text{с тр}}=0{,}407f\frac{R_0^{3/2}}{\sqrt{\sigma_{\text{к}}}}$; $\sigma_{\text{к}}=0{,}617\sqrt[3]{\frac{R_0\left(\frac{1}{r_{\text{к}}}-\frac{1}{r_{\text{п}}}\right)^2}{\left(\frac{1}{E_{\text{п}}}+\frac{1}{E_{\text{к}}}\right)^2}}$	$\sigma_{\text{к}}$ — максимальное контактное напряжение на площадке соприкосновения керна с подпятником; $r_{\text{к}}$ — радиус керна; $r_{\text{п}}$ — радиус подпятника; $E_{\text{к}}$, $E_{\text{п}}$ — модули упругости керна и подпятника

Продолжение табл. XV.4

Тип конструкции	Расчетные формулы	Обозначения
	Опоры трения качения	
Опоры на ножах	Момент сухого трения $$M_{\text{с тр}}=0{,}153k_vR\sqrt{\frac{R\left(\frac{1}{E_{\text{н}}}+\frac{1}{E_{\text{п}}}\right)}{l\left(\frac{1}{r_{\text{н}}}-\frac{1}{r_{\text{п}}}\right)}}\times$$ $$\times\lg\left[\frac{67l}{\left(\frac{1}{E_{\text{н}}}+\frac{1}{E_{\text{п}}}\right)\left(\frac{1}{r_{\text{н}}}-\frac{1}{r_{\text{п}}}\right)R}\right]$$	$E_{\text{н}}$, $E_{\text{п}}$ — модули упругости материалов ножа и подушки; $r_{\text{н}}$, $r_{\text{п}}$ — радиусы закругления ножа и подушки; $k_v\approx 0{,}1$ — коэффициент скорости; R — нагрузка на опору; l — длина площадки соприкосновения ножа и подушки
Шариковые опоры	Момент сухого трения $$M_{\text{с тр}}=M_0+(1{,}5R_{\text{о}}+1{,}25R_{\text{р}})\,\lambda\frac{D_0}{d_{\text{ш}}}\quad(\text{н}\cdot\text{см});$$ $$M_0\approx 0{,}04D_0;$$ $$D_0=\frac{d_{\text{н}}+d_{\text{в}}}{2}$$	M_0 — начальный момент трения, не зависящий от нагрузки; $d_{\text{н}}$ — наружный диаметр подшипника; $d_{\text{в}}$ — внутренний диаметр подшипника; $R_{\text{о}}$ — осевая нагрузка; $R_{\text{р}}$ — радиальная нагрузка; $d_{\text{ш}}$ — диаметр шарика; λ — коэффициент трения качения; $\lambda=0{,}0005\div 0{,}001$ см
Трехколечный шарикоподшипник	Момент трения в опоре при наличии принудительного движения $$M=M'\frac{v_{\text{о}}}{\sqrt{v_{\text{о}}^2+v_{\text{л}}^2}}$$	M' — момент трения при отсутствии принудительного движения; $v_{\text{л}}$ — линейная скорость движения подшипника; $v_{\text{о}}$ — окружная скорость движения цапфы

Тип конструкции	Расчетные формулы	Обозначения
	Опоры на упругих элементах	
Ленточный шарнир	Геометрические соотношения $y=\frac{M}{N}\left[\frac{1-\cos(ql)}{\cos(ql)}\right]+\frac{P}{N}\left[\frac{\operatorname{tg}(ql)}{q}-l\right];$ $\varphi=\frac{Mq}{N}\cdot\operatorname{tg}(ql)+\frac{P}{N}\left[\frac{1-\cos(ql)}{\cos(ql)}\right];$ $l_1=\frac{M[1-\cos(ql)]+\frac{P}{q}[\sin(ql)-ql\cos(ql)]}{Mq\sin(ql)+P[1-\cos(ql)]}$ $q=\sqrt{\frac{N}{IE}}$	I — момент инерции сечения ленты; E — модуль упругости материала ленты
Перекрестный шарнир	Момент шарнира $M_ш=\sum_{n=1}^{2}M_i$ При двух одинаковых лентах $M_ш\simeq\frac{2IE\varphi}{l}$	M_i — вращающий момент одной ленты относительно оси шарнира; l — длина упругого элемента; φ — угловая деформация ленты шарнира
Двухленточный шарнир	Момент шарнира $M_ш=\frac{2bh^3E\varphi}{l}\left[\left(\frac{t}{l}\right)^2+\left(\frac{t}{l}\right)+\frac{1}{3}\right];$ $\sigma_н=\frac{hE\varphi}{l}\left(3\frac{t}{l}+2\right)\leq[\sigma_н]$	b, h — ширина и толщина упругого элемента; $[\sigma_н]$ — допускаемое напряжение при изгибе φ — угол поворота шарнира

Продолжение табл. XV.4

Тип конструкции	Расчетные формулы	Обозначения
Уголковый шарнир	Момент шарнира $M_{ш}=\frac{Gh^3L_{ср}\varphi}{2l}+\frac{hE\varphi^3}{5l^3}[(m^2-1,4bm)+$ $+b^2)^{2,5}-(R-r)^5]$; $R=\frac{hr}{I_x}(0,47b^3-0,02r^3-0,15b^2r)$; $m=1,41rk$	I_x — момент инерции поперечного сечения относительно оси симметрии сечения; G — модуль сдвига
	Жидкостные и газовые опоры	
Сферическая опора	Несущая способность жидкостной опоры $Q=\frac{6\mu' qr_1^2}{h^3}(\cos\vartheta_0-\cos\vartheta')$; газовой опоры $Q=\gamma_1\frac{6\mu'' qr_1^2}{h^3}(\cos\vartheta_0-\cos\vartheta')$; $\gamma_1=\frac{2}{1+\frac{\rho}{\rho_a}}$	μ', μ'' — вязкость жидкости, газа; η — абсолютная вязкость газа; q — объемный расход смазки; ρ — плотность газа; ρ_a — плотность атмосферы; h — толщина слоя; h_{min} — минимальный зазор; δ_1 — средний зазор; $e=\delta_1-h_{min}$ — эксцентриситет в опоре; ϑ_0 — начальный угол опоры; $\operatorname{tg}\vartheta_0\approx\frac{r_0}{r}$; r_0 — радиус входного отверстия; $\vartheta'=\frac{\pi}{2}$;

<table>
<tr><th>Тип конструкции</th><th>Расчетные формулы</th><th>Обозначения</th></tr>
<tr><td></td><td></td><td>$D = 2r$;
D; l — диаметр и длина шипа;
v, ω — окружная и угловая скорость;
n — частота вращения шипа;
p — давление жидкости или газа на входе;</td></tr>
<tr><td>Цилиндрическая опора
(рисунок: e, θ, θ_1, p)</td><td>Момент вязкостного трения медленно вращающейся опоры
$M_{\text{в тр}} = \frac{\pi D^3 l \mu' \omega}{4\delta_1}$;
высокоскоростной опоры
$M_{\text{в тр}} = \frac{4\pi r^2 \eta v l}{\delta_1} \cdot \frac{\theta}{\sqrt{\theta^2 - 1}} (1 \pm k_{\text{т}} k_{\text{з}})$;
характеристики подшипника
$\chi_\delta = 0{,}1048 \frac{\eta n r^2}{\delta_1^2 p}$;
$\chi_h = 0{,}1048 \frac{\eta n r^2}{h_{\min}^2 p}$</td><td>$\theta$ — характеристика эксцентриситета;
$\theta = \frac{\delta_1}{e}$;
$k_{\text{т}}$, $k_{\text{з}}$, $k_{\text{н}}$ — коэффициенты противотока, заполнения и нагрузки;
χ_δ, χ_h — характеристика подшипника;
(график: $k_{\text{т}}$: 2,2; 1,8; 1,4; $\theta = 1,4$; 1,6; 2,0; $\theta = 3,0$; 0; 0,2; 0,4; 0,6; 1,0; 1,4; 2; 3; 6; 10 χ_δ)
(график: θ: 2,6; 2,2; 1,8; 1,4; $\theta_{опт}$; $k_{н}k_{з}$: 3,0; 2,0; 1,0; 0; 0,2; 0,4; 0,6; 0,8; 1,0; 1,4; 2; 3; 6; 20 χ_h)</td></tr>
</table>

Тип конструкции	Расчетные формулы	Обозначения
	Магнитные опоры	
Магнитные опоры с постоянными магнитами	Электромагнитная сила притяжения полюсов $F_i = 4 \frac{\Phi_i^2}{\mu_1 S_i} 10^{-8}$ Ток катушки возбуждения $I_в = \frac{u}{\sqrt{R_{кв}^2 + \left(\omega L - \frac{1}{C\omega}\right)^2}}$ $L = 0{,}4\pi w_в^2 \sigma_{экв} \cdot 10^{-8}$ $\sigma_{экв} = \frac{\sigma_1}{2}$; $\sigma_1 = \mu_1 \frac{S_1}{\delta}$	Φ_i — магнитный поток через i-й полюс датчика; S_i — площадь магнитного потока; μ_1 — магнитная проницаемость; L — коэффициент самоиндукции; C — электроемкость; $w_в$ — число витков катушки возбуждения; $\omega = 2\pi f$ — угловая частота; u — напряжение катушки возбуждения; σ_1 — магнитная проводимость зазоров под полюсами статора; $R_{кв}$ — сопротивление катушки возбуждения; S_1 — площадь полюса статора; δ — зазор между статором и ротором
Магнитная опора с индуктивным датчиком		

По сравнению с опорами скольжения стандартные шарикоподшипники имеют меньший момент трения, менее требовательны к уходу и смазке. Их недостатки: меньший ресурс работы, менее плавный и более шумный ход, значительно большие габариты в радиальном направлении.

Примеры конструкций и расчеты формулы для опоры качения приведены в табл. XV.4.

Для уменьшения трения в опорах скольжения и качения иногда используют метод принудительного движения подшипника относительно цапфы. В гироскопических устройствах, например, применяются трехколечные шарикоподшипники с принудительным циклическим движением средних колец. Экспериментально установлено, что в опорах скольжения с принудительным движением подшипника момент сухого трения уменьшается в 10—14 раз, а момент трогания — примерно в 20 раз. В опорах качения момент трения уменьшается в 8—9 раз, а момент трогания в 10 раз.

Опоры на упругих элементах применяются в основном для подвижных элементов, измерительных устройств, имеющих колебательное движение. Такая опора представляет собой ленту или проволоку, закрепленную на неподвижном основании, на которой подвешена подвижная часть прибора. В этом случае имеет место только гистерезисное молекулярное трение, возникающее в материалах при изменении напряжения их волокон. Это трение мало по сравнению с другими видами трения. Опоры на упругих элементах удовлетворительно работают в условиях вибрации, но имеют невысокую точность направления, чувствительны к температурным изменениям.

Известны следующие типы опор на упругих элементах: ленточный шарнир, перекрестный шарнир, двухленточный шарнир, двойной двухленточный шарнир, трехленточный шарнир, уголковый шарнир, торсионы, подвесы и растяжки.

Примеры конструкций и расчетные формулы для опор на упругих элементах приведены в табл. XV.4.

Жидкостные и газовые опоры. В таких опорах цапфа, или заменяющая ее деталь, поддерживается за счет подвода к опорному узлу жидкости или газа под давлением. При этом трение скольжения полностью заменено вязким трением в слое жидкости или газа. Момент сопротивления от вязкого трения значительно меньше момента трения скольжения (или сухого трения). Момент трогания почти не отличается от момента сопротивления при движении.

Жидкостные опоры почти не нагреваются и не изнашиваются, они долговечны и обладают большой несущей способностью, хорошими амортизационными свойствами, могут работать при различных скоростях.

Основные недостатки: необходимость точной обработки цапф и втулок увеличивает их стоимость; наличие специальных устройств для обеспечения подвода жидкости или газа.

Для газовых опор рабочим телом является воздух или водород, для жидкостных опор — керосин или ртуть.

В зависимости от угловой скорости вращения вала различают медленно вращающиеся и высокоскоростные опоры, а по форме цапф — сферические, конические, цилиндрические, плоские, специальные.

Жидкостные опоры широко применяются в станках, дробилках руды, газовые опоры — в гироскопии.

Некоторые параметры конструкций и расчетные формулы приведены в табл. XV.4.

Магнитные опоры. В таких опорах для поддерживания вращающихся деталей используется взаимодействие магнитных полей постоянных магнитов или электромагнитов. Магнитные опоры подразделяются на опоры с силами притяжения и с силами отталкивания. Для центрирования используют цапфы малого диаметра, вставленные во втулки из графита, искусственных или естественных минералов, или растяжки.

Магнитные опоры имеют малые моменты сопротивления, они просты в эксплуатации, не требуют смазки, долговечны, могут работать в условиях вибрации, в вакууме, во влажной среде. Недостатки: сложность изготовления и сборки, высокая стоимость.

Магнитные опоры применяются в измерительных устройствах. В приборах с малой массой подвижного элемента, например в поплавковых гироскопах, в качестве магнитной опоры можно использовать индуктивные датчики (датчики углов или моментов).

Примеры конструкций и расчетные формулы приведены в табл. XV.4.

8. ОПОРЫ ГИРОСКОПИЧЕСКИХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Развитие современного машино- и приборостроения, в частности гироскопии, определило высокие требования к точности работы устройств и систем, их надежности и сроку службы. Выполнение этих требований возможно при создании прецизионных и долговечных подшипниковых узлов.

В гироскопических устройствах и системах применяют:

1) обычные механические опоры с улучшенными характеристиками (шарикоподшипниковые, опоры на камнях, торсионные и др.);

2) опоры новых типов для подвеса чувствительного элемента.

Опоры первого типа широко известны и применяются в большинстве гироскопических приборов. Это прежде всего поплавковые подвесы (рис. XV.29), в которых для уменьшения давления чувствительного элемента на опору используется выталкивающая сила жидкости; «сухие» гироскопические приборы с применением трехколечных шарикоподшипниковых опор с принудительной раскачкой (или вращением) промежуточных колец (рис. XV.30), а также прецизионные шарикоподшипники.

Подвесы новейших типов наиболее широко используются при разработке электростатических и электромагнитных, криогенных и газовых гироскопов. Основными эксплуатационными характеристиками этих устройств являются центрирующая сила и жесткость подвеса.

Магнитные подвесы (рис. XV.29) применяются, в частности, для точного центрирования поплавкового гироузла в корпусе прибора

Принцип работы подвеса основан на использовании отталкивающего действия электромагнитных сил, создаваемых индукционными устройствами типа «микросин».

В электростатических гироскопах (рис. XV.31) для подвеса сферического ротора гироскопа используется отталкивающее действие электростатических сил, возникающих между двумя электродами, на которые подают высокое напряжение.

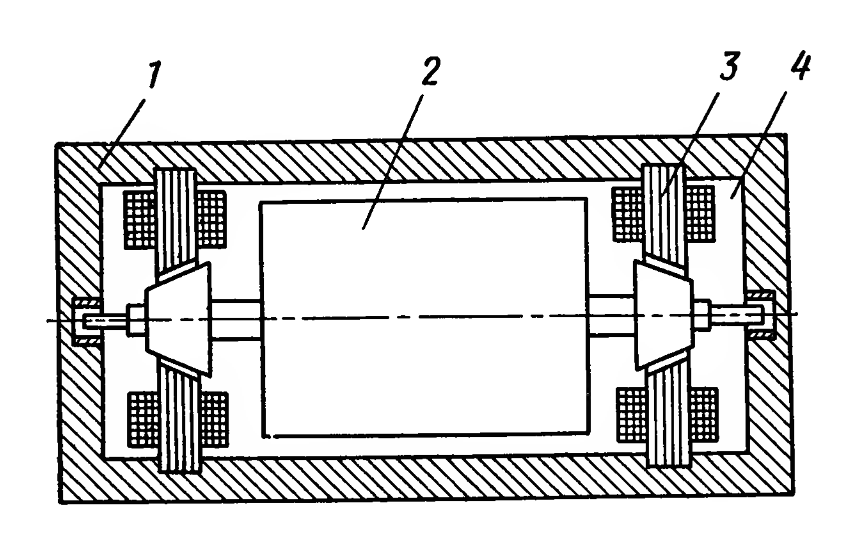


Рис. XV.29. Принципиальная схема поплавкового прибора с магнитным подвесом:

1 — корпус; *2* — поплавок; *3* — микросин; *4* — жидкость

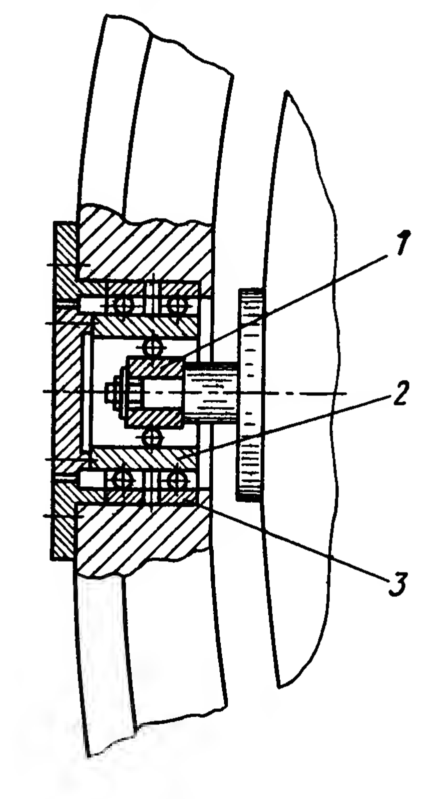


Рис. XV.30. Подшипник с промежуточными кольцами:

1 — внутреннее кольцо; *2* — промежуточное; *3* — наружное

Проектирование гироскопов с электростатическим подвесом ротора, требует решения ряда специфических задач: обеспечения высокого вакуума для получения большей напряженности поля между электродами; изготовления сферического чувствительного элемента с высокой степенью точности и др. В настоящее время известно несколько технических реализаций электростатического подвеса с внутренней и внешней обратной связью, с питанием от источника постоянного и переменного тока и т. д.

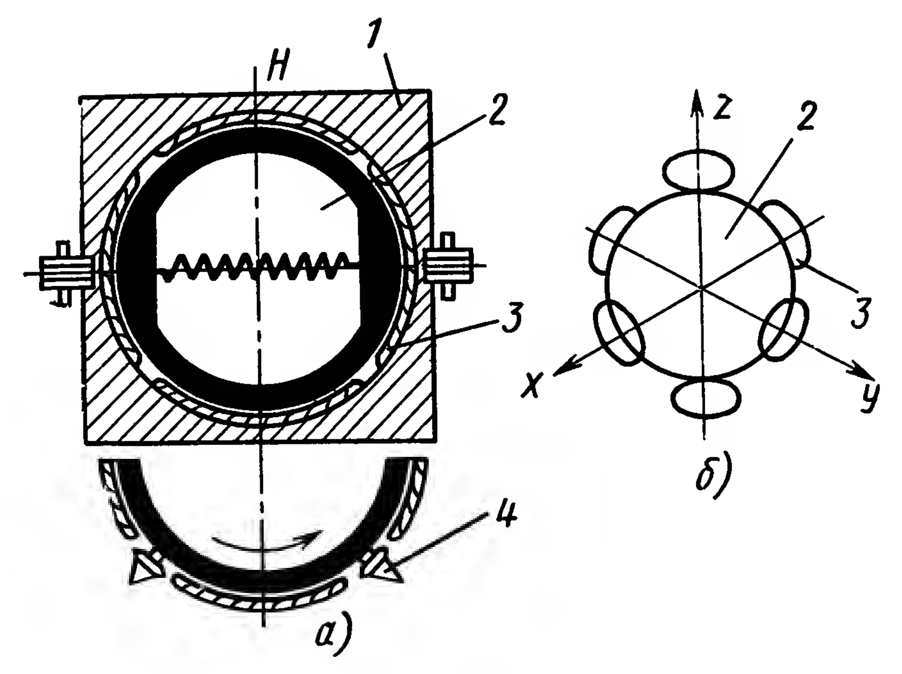


Рис. XV.31. Схемы электростатического подвеса:

а — принципиальная схема; *б* — кинематическая: *1* — коррпус; *2* — ротор; *3* — электроды конденсатора; *4* — оптический датчик

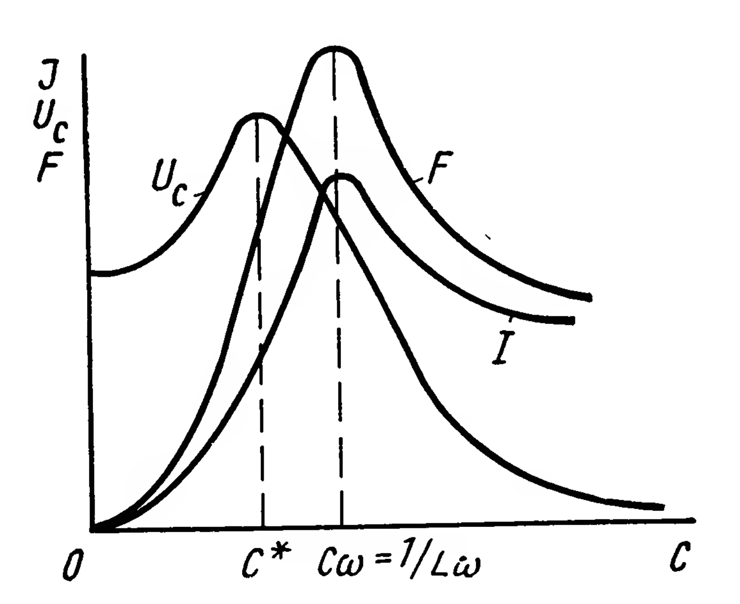


Рис. XV.32. Характеристики резонансного контура (I — ток; U_c — напряжение на конденсаторе C; F — сила)

Как правило, эти гироскопы нуждаются в специальной настройке электрического контура для обеспечения условий работы подвеса на резонансном участке кривой, характеризующей изменение поддерживающей силы в зависимости от изменения расстояния между электродами (рис. XV.31 и XV.32).

В криогенных гироскопах для подвеса ротора используется явление сверхпроводимости. Известно, что при понижении температуры

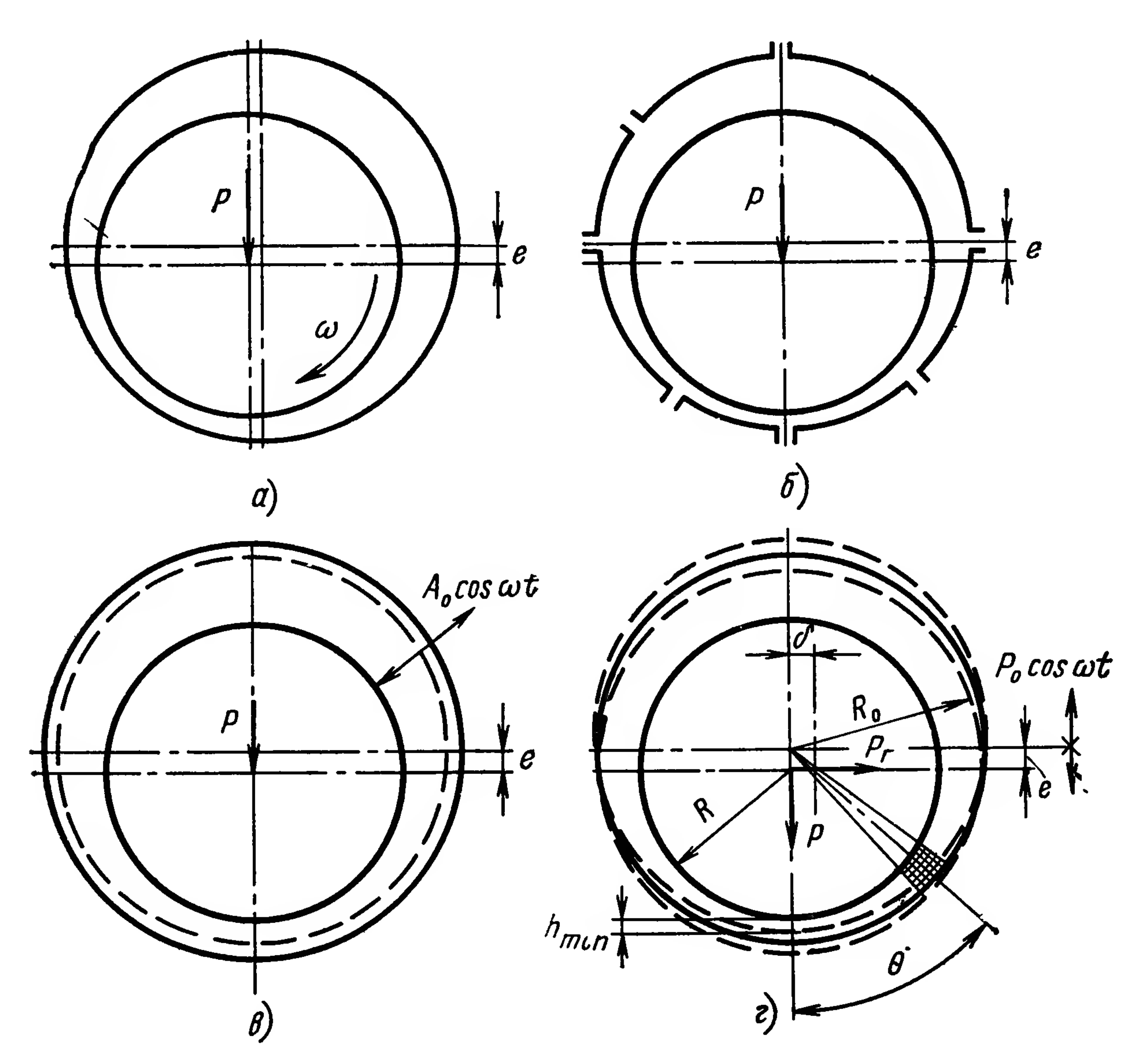


Рис. XV.33. Типы газовых подшипников:

а — газодинамический; *б* — газостатический; *в* — вибронесущий с пьезоэлектрическим вибратором; *г* — вибронесущий с электромагнитным вибратором: *P* — сила давления; *e* — эксцентриситет; $A_0 \cos \omega t$ — закон колебания шипа; δ — смещение; h_{min} — минимальный зазор; *R* — радиус шипа; $P_0 \cos \omega t$ — закон колебания шипа; Θ — текущая координата, $P_г$ — горизонтальная составляющая силы; R_0 — радиус опоры

ниже определенного уровня, характеризующегося критической температурой, электрическое сопротивление ряда металлов, сплавов и механических соединений резко падает (практически до нуля). Если этот проводник замкнут, то наведенный в нем ток продолжает циркулировать, не затухая в течение длительного промежутка времени.

В настоящее время известны 24 элемента, способные становиться сверхпроводниками, и большое количество (более 400) сверхпроводящих сплавов и химических соединений, причем у сплавов один из компонентов может и не быть сверхпроводником, а у химических соединений часто ни один из компонентов не является сверхпроводником. Известно, что силовые линии магнитного поля выталкиваются из материала, находящегося в сверхпроводящем состоянии. Этот эффект и используется для создания подвеса.

Материал ротора должен обладать высоким значением напряженности критического поля и не иметь тенденции к захватыванию магнитного потока. В настоящее время считается, что в наибольшей степени этим требованиям удовлетворяет чистый ниобий, из которого в основном изготовляют роторы.

Перспективным направлением, безусловно, является разработка газовых подшипников, используемых в различных областях техники. Благодаря применению этих подшипников исключается возможность износа в высокоскоростных опорах ротора гироскопа.

Существующие типы газовых подшипников по принципу действия подразделяются на три группы: газодинамические, газостатические и вибронесущие со сдавливанием пленки газа (рис. XV.33).

Газодинамическим называется подшипник, в котором несущий газовый слой образуется вследствие относительного тангенциального движения поверхностей шипа и подшипника.

В газостатическом подшипнике несущий газовый слой образуется в результате подачи газа под избыточным давлением от внешнего источника в подшипниковый зазор.

Вибронесущим называется подшипник, в котором несущий газовый слой образуется вследствие относительного движения шипа по нормали к поверхности. Вибронесущие подшипники подразделяются на подшипники с пьезоэлектрическим и электромагнитным вибраторами. Пьезоэлектрический вибратор предназначен для возбуждения осесимметричных синфазных высокочастотных колебаний частотой до $10 \div 50$ кГц.

Электромагнитный вибратор возбуждает плоские низкочастотные колебания частотой от 100 до 1000 Гц.

Перечисленные типы газовых подшипников отличаются по удельной несущей способности, максимальной и минимальной рабочим скоростям, автономности и стоимости изготовления.

Характеристики основных типов газовых подшипников приведены в табл. XV.5.

При наличии внешнего источника газа под давлением и возможности подачи газа в подшипник наибольшей несущей способностью и жесткостью обладают газостатические подшипники. Применение наддува заметно повышает надежность и расширяет рабочий диапазон скоростей ротора. Наиболее совершенные конструкции газостатических подшипников обеспечивают устойчивую работу при минимальном давлении наддува 2—3 кг/см^2.

Основным преимуществом газодинамических подшипников является их автономность, исключающая применение вспомогательных агрегатов. Вместе с тем высокие требования к стабильности и износостойкости материалов, чувствительность к внешним возмущениям и относительно узкий диапазон устойчивости работы ограничивают применение этих подшипников. Серьезным недостатком газодинамических подшипников является большой момент трогания вследствие сухого трения и износ деталей при разгоне и остановке.

В вибронесущем подшипнике несущая способность образуется вследствие периодического изменения толщины слоя газа и происхо-

дящего при этом повышения давления (вибронесущий эффект). Наличие вращения не является необходимым условием возникновения несущей способности, поэтому вибронесущий подшипник можно рассматривать как газостатический с самонаддувом. С другой стороны, вибронесущий подшипник фактически обладает автономностью в машинах и приборах, имеющих электропитание.

Таблица XV. 5

Характеристики основных типов газовых подшипников

Параметр характеристики	Тип подшипников			
	Газодинамический	Газостатический	Вибронесущий: высокочастотный	Вибронесущий: низкочастотный
Удельная несущая способность, $\frac{кгс}{см}$	0,4	4,0	0,4	0,3
Жесткость газового слоя, $\frac{кгс}{мк}$	1	5	1,4	1
Максимальная окружная скорость вала, м/с	30	120	30	30
Износ при запусках	умеренный	отсутствует	отсутствует	отсутствует
Чувствительность к внешним возмущениям	пониженная	умеренная	умеренная	умеренная
Чувствительность к тепловым и климатическим воздействиям	умеренная	пониженная	пониженная	пониженная
Требующиеся вспомогательные устройства	полная автономность	требуется источник газа под давлением	требуется электр. напряжение ультразвуковой частоты	требуется электрич. напряжение частотой 200—1000 Гц
Требования к материалам	высокие	умеренные	высокие	умеренные
» к технологии изготовления	весьма высокие	умеренные	весьма высокие	умеренные
Стоимость изготовления	высокая	средняя	высокая	средняя

Объединив в себе преимущества газостатического (несущая способность при отсутствии вращения) и газодинамического (автономность работы), вибронесущий подшипник дает возможность расширить применение газовой смазки на случай, когда наддув невозможен, а скорость вращения недостаточна для создания необходимого гидродинамического давления.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Арендт В. Р., Сэвент К. Дж.** Практика следящих систем. М.—Л., Госэнергоиздат, 1962, 556 с.
2. **Белый В. А., Свириденок А. И., Щербаков С. В.** Зубчатые передачи из пластмасс. Минск, «Наука и техника», 1965, 248 с.

3. **Брунштейн Р. Е., Кобринский А. Е.,** Динамика и устойчивость периодических движений вибрационных систем. «Известия АН СССР. ОТН. Механика и машиностроение», 1960, № 5, с. 131—140.

4. **Веселова Е. В.** О моментах сопротивления цилиндрических опор скольжения, используемых в измерительных устройствах. — Сб. «Автоматические информационные системы». М., Изд. ЦНИИТЭИ Приборостроения, 1968 с.37—42.

5. **Гарнед Д. Л., Миллер К. М., Шлага Е. В., Судиндранат П.** Точное управление мощностью посредством нового привода с чисто механической передачей мощности. «Теоретические основы инженерных расчетов». Том 86, серия Д, 1964, № 1, с. 162—173

6. **Доброгурский С. О., Казаков В. А., Титов В. К.** Счетно-решающие устройства. М., Оборонгиз, 1959, 463 с.

7. **Жиль Ж., Пелегрен М., Декольн П.** Теория и техника следящих систем. М., Машгиз., 1961, 804 с.

8. **Иванов М. Н., Шувалов С. А., Арматов А. К.** Волновые зубчатые передачи. «Известия высшей школы. Машиностроение», 1953, № 8, с. 53—55.

9. **Ковалев М. П., Сивоконенко И. М., Явленский К. Н.** Опоры приборов. М., «Машиностроение», 1967, 192 с.

10. **Козлов М. П.** Зубчатые передачи точного приборостроения. М., «Машиностроение», 1969, 399 с.

11. **Кудрявцев В. Н.** Упрощенные расчеты зубчатых передач. Л., «Машиностроение», 1967, 113 с.

12. **Ливерсидж Дж.** Влияние зазоров и других деформаций в замкнутых цепях систем автоматического регулирования на поведение этих систем. — В сб. Автоматическое регулирование. Труды конференции в Крэнфильде. М., Изд-во И. Л., 1954, с. 320—355.

13. **Мосягин Р. В., Павлов Б. Н.** Детали и узлы малогабаритных редукторов. Справочное пособие. М., «Машиностроение», 1967, 148 с.

14. **Некоторые** вопросы геометрии, кинематики расчета и производства. — Сб. Зубчатые и червячные передачи. Под ред. Н. И. Колчина. Л., «Машиностроение», 1968, 352 с.

15. **Основы** автоматического управления. Том III. Автоматические регуляторы и следящие системы. Под ред. В. В. Солодовникова. М., Машгиз, 1963, 659 с.

16. **Павлов Б. И.** Шариковые механизмы в приборостроении. Л., «Машиностроение», 1968, 136 с.

17. **Справочник.** Приборостроение и средства автоматики. Том I. Под ред. А. Н. Гаврилова. М., «Машиностроение», 1963, 568 с.

18. **Топчеев Ю. И.** О надежности нелинейных систем автоматического управления, склонных к автоколебаниям. — В сб. Автоматическое управление и вычислительная техника. Вып. 7. М., «Машиностроение», 1967, с. 140—186.

19. **Хлыпало Е. И.** Нелинейные системы автоматического регулирования. Л., «Энергия», 1967, 451 с.

20. **Цейтлин Н. И., Цукерман Э. М.** Волновые передачи. — «Вопросы ракетной техники», 1965, № 8, с. 3—116

21. **Цейтлин Н. И., Цукерман Э. М.** Волновые передачи — «Вестник машиностроения», 1965, № 11, с. 7—25

22. **Finder D. V., Carey W. B.** Designing the «Flexspline» with plastics «Mechanical Engineering», Vol. 86, 1964, № 7, с. 51—53.

БИБЛИОГРАФИЯ ПО РАЗДЕЛАМ КНИГИ

1. **Автоматизация** исследований динамических процессов электромеханических и пневматических устройств. Сб. статей. М., «Наука», 1971, 143 с.

2. **Автоматизация** электроприводов и оптимизация режимов электропотребления. Сборник докладов науч.-техн. конференции. Под общ. ред. Е. А. Антонова и М. Н. Киселева. Красноярск, 1967, 216 с.

3. **Автоматизированные** электроприводы постоянного тока с широтно-импульсными преобразователями. М., «Энергия», 1972, 110 с.

4. **Автоматизированный** электропривод. Следящие системы, управление и преобразовательные устройства. Сб. статей. М.-Л., «Наука», 1965, 175 с.

5. **Автоматизированный** электропривод в народном хозяйстве. Труды Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу. Под общей редакцией М. Г. Чиликина. М., «Энергия», 1971;

т. 1. Общие вопросы и средства управления, 1971, 368 с.

т. 2. Электропривод в машиностроении, 1971, 319 с.

т. 3. Электропривод в металлургии, 1971, 228 с.

т. 4. Электропривод в химической, бумажной и легкой промышленности и в сельском хозяйстве, 1971, 280 с.

6. **Автоматизированный** электропривод и преобразовательная техника. Ташкент, изд-во «Фан» Узбекской ССР, 1969, 117 с.

7. **Автоматические** регуляторы возбуждения. Сб. статей. Под ред. Г. Р. Герценберга. М.-Л., «Энергия», 1966, 311 с.

8. **Агрегатное** построение пневматических систем управления. М., «Энергия», 1973, 112 с.

9. **Акопов М. Г., Матвеенко А. М.** Испытание и расчет надежности гидропневмоагрегатов. «Известия вузов. Машиностроение», 1966, № 7 с. 75—80.

10. **Аксиально-поршневой** регулируемый гидропривод. Под ред. В. Н. Прокофьева. М., «Машиностроение», 1969, 495 с.

11. **Алексеев А. Е.** Тяговые электрические машины и преобразователи. Л., «Энергия», 1967, 432 с.

12. **Алексеева Н. Н., Андреев Г. И., Морговский Ю. Я.** Тиристорные регулируемые электроприводы постоянного тока. М., «Энергия», 1970, 134 с.

13. **Алимов О. Д., Гохберг М. М.** Пневмопривод и пневмоавтоматика с нестандартными схемами. Фрунзе, «Илим», 1970, 264 с.

14. **Андреев Г. И., Найдис В. А.** Системы постоянного тока с кремниевыми выпрямителями. Под ред. М. Г. Чиликина. М., «Энергия», 1967, 88 с.

15. **Андрющенко В. А., Ломов В. С.** Электронные и полупроводниковые устройства следящего привода. Учебник для втузов. Под ред. В. С. Ломова. М., «Машиностроение», 1967, 464 с.

16. **Анисимов А. С., Васильев А. И.** Оптимальные процессы в микроэлектроприводах переменного тока. Новосибирск, «Наука», Сиб. отд-ние, 1966, 148 с.

17. **Анормальные** режимы работы крупных синхронных машин. Под общ. ред. Е. Я. Казовского. Л., «Наука», 1969, 429 с.

18. **Аракелян А. К., Соколов М. М.** Асинхронный регулируемый электропривод с электрогидравлическим толкателем. М., «Энергия», 1972, 129 с.

19. **Аранчий Г. В., Жемеров Г. Г., Эпштейн И. И.** Тиристорные преобразователи частоты для регулируемых электроприводов. М., «Энергия», 1968, 128 с.

20. **Арзуманов Э. С.** Расчет и выбор регулирующих органов автоматических систем. М., «Энергия», 1971, 112 с.

21. **Арменский Е. В., Фалк Г. Б.** Электрические микромашины. М., «Высшая школа», 1968, 213 с.

22. **Артемюк Б. Т.** Асинхронные двигатели при периодической нагрузке. Киев, «Техника», 1972, 198 с.

23. **Архангельский В. И.** Системы реверсивных электроприводов. Киев, «Техника», 1972, 327 с.

24. **Асинхронный** тиристорный электропривод (II научно-техническая конференция по проблеме тиристорного управляемого асинхронного электропривода.) Ред. кол.: И. Я. Браславский, В. И. Лихошерст, Р. Т. Шрейнер. Свердловск, 1971, 220 с.

25. **Асинхронный** электропривод с тиристорными коммутаторами. М., «Энергия», 1970, 128 с. (Биб-ка по автоматике. Вып. 380).

26. **Бальбук В. В., Панкратьев Л. Д., Полковников В. А.** Динамические свойства релейных и импульсных следящих электроприводов. М., «Энергия», 1972, 232 с.

27. **Баранчук Е. И., Коварская Е. Л.** Теория и проектирование следящих систем переменного тока. М.-Л., «Энергия», 1966, 383 с.

28. **Банштых А. М.** Электрогидравлические сервомеханизмы с широтно-импульсным управлением. Под ред. И. М. Крассова. М., «Машиностроение» 1972, 144 с.

29. **Белявский Р. Э., Самойленко В. Я., Шоруков А. Х.** Электропривод и автомеханизация промышленных установок, 1966—1967. Регулируемый привод постоянного тока по системе тиристор-двигатель. М., 1968, 167 с.

30. **Бергер А. Я.** Вопросы экономики при проектировании электрических машин. М., «Высшая школа», 1967, 84 с.

31. **Берендс Т. К., Ефремова Т. К., Тагаевская А. А.** Элементы и схемы пневмоавтоматики. М., «Машиностроение», 1968, 310 с.

32. **Бертинов А. И., Алиевский Б. Л., Троицкий С. Р.** Униполярные электрические машины с жидко-металлическим токосъемником. Под общ. ред. А. И. Бертинова. М.-Л., «Энергия», 1966, 311 с.

33. **Бертинов А. И., Варлей В. В.** Электрические машины с катящимся ротором. М., «Энергия», 1969, 200 с.

34. **Бертинов А. И.** и **Ермилов М. А.** Гистерезисные электродвигатели. М., 1967, 57 с.

35. **Бертинов А. И.** и **Лотоцкий В. Л.** Бесконтактные электрические машины постоянного тока. М. Отд-ние по научно-техн. информации, стандартизации и нормализации в электротехнике. ВНИИЭМ, 1967, 68 с.

36. **Бесконтактные** и униполярные электрические машины. Сб. статей. Под ред. А. И. Бертинова. М., «Машиностроение», 1966, 184 с.

37. **Бесконтактные** двигатели постоянного тока автоматических устройств. М.- Л., «Наука», 1966, 187 с.

38. **Бесконтактные** электрические машины. Сб. статей. Рига, «Зинатне», 1973, 269 с.

39. **Биттнер Г. В.** Пневматические функциональные элементы. Пер. с нем. Под ред. Т. К. Берендс. М., «Энергия», 1970, 80 с.

40. **Блейз Е. С., Семенов Ю. Н., Чемоданов Б. К.** Динамика электромашинных следящих систем. Под ред. Н. М. Якименко М., «Энергия», 1967.

41. **Богачева А. В.** Пневматические элементы систем автоматического управления. Статический расчет проточных элементов. М., «Машиностроение», 1966, 240 с.

42. **Бойчук Л. М.** и **Костенко Ю. В.** Бесконтактные схемы автоматического управления асинхронными двигателями. Киев, «Техника», 1967, 108 с.

43. **Боренштейн Ю. П.** Исполнительные механизмы со сложным движением рабочих органов. Л., «Машиностроение», 1973, 120 с.

44. **Бор-Раменский А. Е., Воронецкий Б. Б., Святославский В. А.** Быстродействующий электропривод. М., «Энергия», 1969, 168 с.

45. **Борцов Ю. А., Суворов Г. В., Шестаков Ю. С.** Экспериментальное определение параметров и частотных характеристик автоматизированных электроприводов. Л., «Энергия», 1969, 104 с.

46. **Ботвинник М. М.** и **Шаракян Ю. Г.** Управляемая машина переменного тока. М., «Наука», 1969, 140 с.

47. **Бродовский В. Н.** и **Иванов Е. С.** Приводы с частотно-токовым управлением. Под ред. В. Н. Бродовского. М., «Энергия», 1974, 169 с.

48. **Бургин Б. Ш.** Автоматическое управление электроприводами. Под ред. Г. П. Лищинского, Новосибирск, изд. Новосибирского электротехн. ин-та, 1970, 250 с.

49. **Ведерников В. В.** Гидродвигатели возвратно-поступательного движения и его применение (в с.-х. машинах). — «Тракторы и сельхозмашины», 1970, № 8, с. 36—38.

50. **Вешеевский С. Н.** Характеристики двигателей в электроприводе. М., «Энергия», 1967, 472 с.

51. **Видеман Е.** и **Келленбергер В.** Конструкции электрических машин. Сокр. пер. с нем. Под ред. Б. Н. Красовского. Л., «Энергия», 1972, 520 с.

52. **Вилков В. С.** Элементы синхронно-следящего привода. М., Изд. Моск. ун-та, 1969, 80 с.

53. **Вихорева М. И.** Об определении надежности многомашинного гидропривода как системы с зависимыми элементами. Труды Ленингр. политехн. ин-та, 1970, № 316, с. 131—135.

54. **Войтех А. А., Киричек Г. М., Лир Э. В.** Асинхронные электродвигатели с регулированием скорости. Киев, «Техника», 1973, 171 с.

55. **Вопросы** надежности гидравлических систем. Сб. науч. тр. Вып. 5. Киев, изд. Киевского ин-та гражд. авиации, 1970, 143 с.

56. **Вопросы** применения гидравлических приводов в машинах. Киев, изд. Киевского ин-та инженеров гражд. авиации, 1971, 135 с.

57. **Всесоюзный** симпозиум по пневматическим (газовым) приводам и системам управления. Тула, 1968, 77 с.

58. **Выбор**, расчет и эксплуатация оборудования пневматических приводов и систем управления станков, прессов и других машин М., Научно-исслед. ин-т информации по машиностроению, 1969, 94 с.

59. **Гавриленко Б. А., Минин В. А., Рождественский С. Н.** Гидравлический привод. М., «Машиностроение», 1968, 503 с.

60. **Гейлер Л. Б.** Основы электропривода. Минск, «Высшая школа», 1972, 608 с.

61. **Герц Е. В.** Пневматические приводы. Теория и расчет. М., «Машиностроение», 1969, 360 с.

62. **Герц Е. В.** Пневматика в машиностроении. «Приборы и системы управления», 1970, № 6, с. 23—25.

63. **Гидравлика**, гидравлические машины и гидравлические приводы. М., «Машиностроение», 1970, 504 с.

64. **Гидравлика** и гидропривод. М., «Недра», 1970, 303 с.

65. **Гидравлический** следящий привод. Под ред. В. А. Лещенко. М., «Машиностроение», 1968, 563 с.

66. **Гидропривод** и гидропневмоавтоматика. Сб. статей. Киев, «Техника», 1972, 591 с.

67. **Гидросистемы** высоких давлений. Под ред. Ю. Н. Лаптева. М., «Машиностроение», 1973, 151 с.

68. **Глазенко Т. А., Гончаренко Р. Б.** Полупроводниковые преобразователи частоты в электроприводах. Л., «Энергия», 1969, 184 с.

69. **Глазенко Т. А.** Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока. Л., «Энергия», 1973, 304 с.

70. **Гогричиани Г. В., Рыбкин И. М.** К проектированию пневматических систем управления станков-автоматов. — В кн.: Пневматические средства и системы управления. М., «Наука», 1970, с. 35—39.

71. **Горохов В. М., Сатановский Е. Я.** Повышение экономичности гидравлических систем с дроссельным регулированием. — «Станки и инструмент», 1970, № 9, с. 31—32.

72. **Гроссшмидт Г.** Гидропривод. Альбом схем и рисунков. Таллин, изд. Таллинского политехн. ин-та, 1970, 95 с.

73. **Грузов В. Л., Сабинин Ю. А.** Асинхронные маломощные приводы со статическими преобразователями. Л., «Энергия», 1970, 136 с.

74. **Гуткин Б. М.** Ионный привод постоянного тока. М.-Л. «Энергия», 1965, 456 с.

75. **Данилевич Я. Б., Домбровский В. В., Казовский Е. Я.** Параметры электрических машин переменного тока. М.-Л., «Наука», 1965, 339 с.

76. **Данюшевская Е. Ю.** Тиристорные реверсивные электроприводы постоянного тока. М., «Энергия», 1970, 96 с.
77. **Деткин Л. П.** Системы управления тиристорными и ионными электроприводами. М., отд-ние ВНИИЭМ по научн.-техн. информации в электротехнике, 1971, 72 с.
78. **Джелялов А. Р.** Следящие системы с синхронными двигателями. Фрунзе, «Илим», 1966, 150 с.
79. **Динамика** и энергетические характеристики следящих приводов прерывистого управления. Сб. статей. Вып. 227. Под ред. С. В. Костина. Труды Моск. авиац. ин-та им. С. Орджоникидзе. М., 1971, 256 с.
80. **Динамика** цифровых следящих систем. Под ред. Б. К. Чемоданова. М., «Энергия», 1970, 496 с.
81. **Динамика** электромашинных следящих систем. Под ред. Н. М. Якименко. М., «Энергия», 1967, 408 с.
82. **Динамические** свойства релейных и импульсных электроприводов. М., «Энергия», 1972, 232 с.
83. **Дискретный** электропривод с шаговыми двигателями. Под общ. ред. М. Г. Чиликина. М., «Энергия», 1971, 624 с.
84. **Дмитриев В. Н.** и **Градецкий В. Г.** Основы пневмоавтоматики. М., «Машиностроение», 1973, 360 с.
85. **Дружинин Г. И.** Исследование несимметричных переходных процессов в многофазных электрических машинах асинхронного типа. Якутск, 1970, 23 с.
86. **Дубенский А. А.** Бесконтактные двигатели постоянного тока. М., «Энергия», 1967, 144 с.
87. **Дудников В. Т., Косычев Ю. В.** Анализ точностных характеристик гидрокопировальных следящих систем. — Труды Куйбышевского авиац. ин-та, 1968, вып. 33, с. 160—164.
88. **Дунаевский С. Я., Крылов О. А., Мазия Л. В.** Моделирование элементов электромеханических систем. Изд. 2-е. М., «Энергия», 1971, 288 с.
89. **Ерасов Ф. Н.** Новые планетарные машины гидравлического привода. Киев, 1969, 56 с.
90. **Есин В. И., Севостьянов А. А.** Расчет с помощью ЭЦВМ выхода на режим гидравлической системы регулирования давления. — «Известия вузов. Машиностроение», 1970, № 12, с. 73—76.
91. **Загальский Л. Н., Зильберблат М. Э.** Частотный анализ систем автоматизированного электропривода. М., «Энергия», 1968, 111 с.
92. **Загорский А. Е., Золотов М. Б.** Автономный электропривод повышенной частоты. М., «Энергия», 1973, 184 с.
93. **Зарс В. В.** Устойчивость гидросистем с волновым элементом. — В кн.: Вопросы динамики и прочности, № 18. Рига, изд. Рижского политехн. ин-та, 1969, с. 111—129.
94. **Зусман В. Г., Мейстель А. М., Херсонский Ю. И.** Автоматизация позиционных электроприводов. М., «Энергия», 1970, 119 с.
95. **Иванов М. Е.** Новые гидроприводы технологических машин ударного действия. Киев, изд. Киевск. политехн. ин-та, 1971, 37 с.
96. **Ильинский Н. Ф., Терехов В. М.** Вопросы по общему курсу электропривода. Под ред. М. Г. Чиликина. М., «Энергия», 1967, 63 с.
97. **Импульсные** и релейные приводы с электромагнитными муфтами. Под ред. И. В. Антик. М., «Энергия», 1970, 120 с.
98. **Импульсные** и релейные следящие приводы постоянного тока с полупроводниковыми усилителями. М., «Энергия», 1968, 105 с.
99. **Импульсный** регулируемый электропривод с фазными электродвигателями. М., «Энергия», 1972, 104 с.
100. **Интегрирующий** привод переменного тока. М.-Л., «Энергия», 1966, 148 с.
101. **Исакович М. М.** Устранение вибраций электрических машин. Л., «Энергия», 1969, 215 с.
102. **Исмаилов Ш. Ю.** Автоматические системы и приборы с шаговыми двигателями. М., «Энергия», 1968, 136 с.
103. **Исследование** автоматизированных электроприводов, электрических машин и вентильных преобразователей. Сб. статей. Под ред. С. Д. Левинтова и В. А. Лифанова. Челябинск, изд. ЧПИ им. Ленинского комсомола, 1972, 165 с.

104. **Исследование** элементов пневмогидравлических САР. М., изд. МВТУ им. Баумана, 1971, 52 с.
105. **Каган В. Г., Лебедев Г. В., Малинин Л. И.** Полупроводниковые системы с двигателями последовательного возбуждения М., «Энергия», 1971, 96 с.
106. **Кадымов Я. Б., Расулов М. М.** Асинхронный электропривод с автономным питанием. Баку, «Азернешр», 1966, 236 с.
107. **Казинер Ю. Я., Слободкин М. С.** Пневматические исполнительные устройства в системах автоматического управления. М., «Энергия», 1972, 72 с.
108. **Карпенко Б. К., Ларченко В. И., Прокофьев Ю. А.** Шаговые электродвигатели. Киев, «Техника», 1972, 216 с.
109. **Климов В. П.** Тиристорный электропривод с исполнительным двигателем последовательного возбуждения. Полупроводниковые выходные каскады. М., «Энергия», 1972, 86 с.
110. **Ключев В. И.** Ограничение динамических нагрузок электропривода. Под общ. ред. М. Г. Чиликина. М., «Энергия», 1971, 320 с.
111. **Ключев В. И. Терехов В. М.** Электропривод и автоматизация общепромышленных механизмов. М., Изд. МЭИ, 1971, 224 с.
112. **Козин В. М., Марченко Я. Е.** Управляющие устройства тиристорных преобразователей для электроприводов постоянного тока. М., «Энергия», 1971, 104 с.
113. **Колесниченко К. А., Коротков В. А.** Резонансные явления в гидросистемах с высокооборотными насосами. — В кн.: Гидропривод и гидропневмоавтоматика. Респ. межвед. науч.-техн. сб. Вып. 6, Киев, «Техника», 1970, с. 115—123.
114. **Комаров А. А.** Надежность гидравлических систем. М., «Машиностроение», 1969, 236 с.
115. **Кондратенко Р. Н.** Микродвигатели пульсирующего тока постоянного напряжения. М., «Энергия», 1974, 97 с.
116. **Кононенко Е. В.** Синхронные реактивные машины. М., «Энергия», 1970, 208 с.
117. **Копылов И. П.** и **Маринин Ю. С.** Тороидальные двигатели. М., «Энергия», 1971, 95 с.
118. **Копылов Ч. П., Мамедов Ф. А., Беспалов В. Я.** Математическое моделирование асинхронных машин. М., «Энергия», 1969, 97 с.
119. **Копылов Ч. П., Щедрин О. П.** Расчет на ЦВМ характеристик асинхронных машин. М., «Энергия», 1973, 120 с.
120. **Корнилов Ю. Г., Булгаков Б. Б., Толстов В. М.** Элементы и системы пневмоавтоматики. Под ред. Ю. Г. Корнилова. Киев, «Техника», 1968, 142 с.
121. **Корытин А. М.** Синтез автоматизированного электропривода на аналоговых и цифровых вычислительных машинах. М., «Энергия», 1973, 209 с.
122. **Кравченко Ю. М., Макарихин С. И.** Оптимальные режимы работы комбинированных гидромоторов. «Известия вузов. Приборостроение», 1969, т. 12, № 12, с. 99—103.
123. **Крайцберг М. И., Шикуль Э. В.** Импульсные методы регулирования цепей постоянного тока с помощью тиристоров. М., «Энергия», 1969, 88 с.
124. **Крамской Э. И.** Гидравлические следящие приводы со струйными усилителями. Л., «Машиностроение», 1972, 103 с.
125. **Красновский Б. Н.** Основы конструирования транспортных электрических машин. Л., «Энергия», 1970, 303 с.
126. **Крассов И. М.** Гидравлические элементы в системах управления. Изд. 2-е, перераб. и доп. М., «Машиностроение», 1967, 225 с.
127. **Кривицкий С. О.** и **Эпштейн И. И.** Динамика частотно-регулируемых электроприводов с автономными инверторами. М., «Энергия», 1970, 150 с.
128. **Кузнецов В. М.** Гидравлические исполнительные механизмы с числовым управлением для установочных перемещений. «Механизация и автоматизация производства», 1970, № 11, с. 20—21.
129. **Кулагин А. В.** Основы теории и конструирования объемных гидропередач. Под ред. В. Н. Прокофьева. М., «Высшая школа», 1968, 400 с.
130. **Кулесский Р. А.** и **Шубенко В. А.** Электроприводы постоянного тока с цифровым управлением. М., «Энергия», 1973, 207 с.
131. **Лабзин М. Д.** Судовые электроприводы с шаговыми электродвигателями. Л., «Судостроение», 1971, 278 с.

132. **Лебедев И. В., Трескунов С. Л., Яковенко В. С.** Элементы струйной автоматики. Под общ. ред. И. В. Лебедева. М., «Машиностроение», 1973, 359 с.

133. **Лемберг М. Д.** Релейные системы пневмоавтоматики. М., «Энергия», 1968, 143 с.

134. **Лещенко В. А.** Вопросы дальнейшего развития теории гидравлических следящих приводов (VI совещание по основным проблемам теории машин и механизмов). Л., 1970, с. 63.

135. **Лившиц П. С.** Скользящий контакт электрических машин. Свойства, характеристики, эксплуатация. М., «Энергия», 1974, 272 с.

136. **Лопухина Е. М.** и **Сомихина Г. С.** Асинхронные микромашины с полым ротором. Теория, основы расчета и испытания. М., «Энергия», 1967, 488 с.

137. **Лузанова И. А., Нейман В. Г., Прокофьев В. Н.** Влияние переменности упругих свойств гидропривода на динамику гидродвигателя. «Автоматика и телемеханика», 1969, № 3, 120—135 с.

138. **Лутидзе Ш. И., Михневич Г. В., Тафт В. А.** Введение в динамику синхронных машин и машинополупроводниковых систем. М., «Наука», 1973, 336 с.

139. **Маломощные** и следящие электроприводы. Сб. статей. Л., «Наука», 1968, 163 с.

140. **Мейстель А. М.** Динамическое торможение приводов с асинхронными двигателями. Под ред. М. Г. Чиликина. М.-Л. «Энергия», 1967, 135 с.

141. **Мелкозеров П. С.** Энергетический расчет систем автоматического управления и следящих приводов. М., «Энергия», 1968, 304 с.

142. **Методы** анализа надежности электрических машин. Сб. статей. Л., «Наука», 1968, 118 с.

143. **Минин В. А., Львов С. В.** Гидроприводные механизмы. М., «Машиностроение», 1972, 316 с.

144. **Монастырский О. В.** Повышение эффективности работы исполнительных механизмов систем автоматического регулирования. «Промышленная энергетика», 1973, № 1, с. 13—15.

145. **Морачевский В. Л.** Многоступенчатый привод для автоматических устройств. М., «Машиностроение», 1966, 116 с.

146. **Морговский Ю. Я., Рубашкин И. Б., Гольдин Я. Г.** Взаимосвязанные системы электропривода. Л., «Энергия», 1972, 201 с.

147. **Морозов А. И.** Применение пневматических устройств для автоматизации в машиностроении. М., «Машиностроение», 1965, 140 с.

148. **Немировский И. А.** Графо-аналитический метод расчета гидроприводов. М., «Машиностроение», 1968, 144 с.

149. **Ницай В. Е.** Расчет динамических режимов судовых автоматизированных электроприводов. Л., «Судостроение», 1970, 192 с.

150. **Паластин Л. М.** Электрические машины автономных источников питания. М., «Энергия», 1972, 463 с.

151. **Парфенов Э. Е., Ровинский П. А.** Асинхронно-вентильные каскады для двухзонного регулирования скорости асинхронных электродвигателей. Л., «Наука», 1969, 116 с.

152. **Петелин Д. П.** Автоматическое управление синхронными электроприводами. М., «Энергия», 1968, 193 с.

153. **Петров И. И., Мейстель А. М.** Специальные режимы работы асинхронного электропривода. М., «Энергия», 1968, 264 с.

154. **Петров В. В.** и **Марчуков Б. А.** Приборные сервомеханизмы летательных аппаратов. Динамика сервомеханизмов при наличии сухого трения и запаздывания. М., «Машиностроение», 1973, 224 с.

155. **Петров Ю. П.** Оптимальное управление электрическим приводом с учетом ограничений по нагреву. Л., «Энергия», 1971, 144 с.

156. **Пневматические** средства и системы управления. М., «Наука», 190, 400 с.

157. **Погорелов В. И.** Газодинамические расчеты пневматических приводов. Л., «Машиностроение», 1971, 184 с.

158. **Полтава Л. И.** Основы электропривода. М., «Недра», 1970, 224 с.

159. **Потапов А. М.** Настройка и испытание следящих приводов. Л., «Энергия», 1970, 103 с.

160. **Преображенский В. И.** Выбор полупроводниковых вентилей для электроприводов. М., «Энергия», 1971, 81 с.
161. **Попов Д. Н.** Влияние люфта в соединении гидромотора с нагрузкой на частотные характеристики объемного гидропривода. «Известия вузов. Машиностроение», 1970, № 7, с. 64—68.
162. **Постников И. М.** и **Ралле В. В.** Синхронные реактивные двигатели. Киев, «Техника», 1970, 148 с.
163. **Преобразователи** частоты на тиристорах для управления высокоскоростными двигателями. М , «Энергия», 1970, 81 с.
164. **Проектирование** устройств электропитания и электропривода. Сб. статей в 2-х томах. Под ред. П. В. Голубева. М., «Энергия», 1973, 312 с.
165. **Прокофьев В. Н.** Динамика гидравлического исполнительного органа при нелинейных демпфирующих свойствах. Малые автоколебания на «ползучих» скоростях. «Автоматика и телемеханика», 1968, № 5, 110—123 с.
166. **Прокофьев В. Н.** Аксиально-поршневой регулируемый гидропривод. .М., «Машиностроение», 1969, 496 с.
167. **Прокофьев В. Н.** Некоторые свойства рабочей жидкости гидропривода экскаватора при эксплуатации в южных районах страны. «Известия вузов. Машиностроение», 1970, № 8.
168. **Прокофьев В. Н., Колпаков Ю. Г.** Влияние упругости в гидравлической системе на вынужденные колебания. «Машиноведение», 1970, № 5, с. 33—40.
169. **Пышкало В. Д., Акимов Л. В., Шамрай В. П.** Оптимальные по быстродействию промышленные электроприводы. М., «Энергия», 1967, 104 с.
170. **Рабинович И. Н.** и **Шубов И. Г.** Проектирование электрических машин постоянного тока. Л., «Энергия», 1967, 504 с.
171. **Распределительные** и регулирующие устройства гидросистем. М., «Машиностроение», 1965, 183 с.
172. **Ройзен С. С., Стефанович Т. Х.** Магнитные усилители в электроприводе и автоматике. М., «Энергия», 1970, 552 с.
173. **Рубцов В. П., Садовский Л. А., Филатов А. С.** Системы с силовыми шаговыми двигателями для металлургической промышленности. Под. ред. М. Г. Чиликина. М., «Энергия», 1967, 96 с.
174. **Рудакова В. В.** и **Мартикайнен Р. П.** Синтез электроприводов с последовательной коррекцией. Л., «Энергия», Ленингр. отд-ние, 1972, 121 с.
175. **Руднев С. С., Попов Д. Н.** Перспективы развития гидромашиностроения. — «Известия вузов» «Машиностроение», 1970, № 4, с. 68—72.
176. **Сандлер А. С.** Регулирование скорости вращения мощных асинхронных двигателей. М.-Л., «Энергия», 1966, 320 с.
177. **Сандлер А. С., Гусяцкий Ю. М.** Тиристорные инверторы с широтно-импульсной модуляцией для управления асинхронными двигателями. Под ред. М. Г Чиликина. М., «Энергия», 1968, 95 с.
178. **Семенов М. В.** Кинематические и динамические расчеты исполнительных механизмов Л., «Машиностроение», 1974, 430 с.
179. **Синхронные** приводы. Под ред. М. Г. Чиликина. М., «Энергия», 1967, 80 с.
180. **Системы** непрерывного управления электроприводами. Л., «Наука», 1968, 115 с.
181. **Системы** и устройства пневмоавтоматики. М., «Наука», 1969, 462 с.
182. **Системы** частотного управления синхронно-реактивными двигателями. Л., «Энергия», 1968, 132 с.
183. **Скобелев В. Е.** Двигатели пульсирующего тока. Л., «Энергия», 1968, 231 с.
184. **Скрицкий В. Я.** и **Рокшевский В. А.** Синхронизация исполнительных органов гидрофицированных машин и механизмов. М., «Машиностроение», 1973, 143 с.
185. **Слежановский О. В., Зверев Г. А., Дацковский Л. Х.** Состояние и перспективы развития тиристорного электропривода. М., 1972, 35 с.
186. **Слежановский О. В.** Реверсивный электропривод постоянного тока. М., «Металлургия», 1967, 423 с.
187. **Слободкин М. С.** и др. Исполнительные устройства регуляторов. Справ. руков. М., «Недра», 1972, 304 с.
188. **Смольников Л. П.** Расчет нелинейных электромеханических систем. Л. «Энергия», 1968. 103 с.

189. **Соколов Н. Г.** Основы конструирования электроприводов. Изд. 2-е, перераб. и доп. М., «Энергия», 1971, 256 с.
190. **Соколов М. М.** и **Данилов П. Е.** Асинхронный электропривод с импульсным управлением в цепи выпрямленного тока ротора. М., «Энергия», 1972, 73 с.
191. **Соколов М. М., Терехов В. М.** Приближенные расчеты переходных процессов в автоматизированном электроприводе. Изд. 2-е, испр. и доп. М., «Энергия», 1967, 135 с.
192. **Совмещенные** электрические машины для автоматики. Под общ. ред. Д. В. Свечарника. М., «Энергия», 1969, 200 с.
193. **Специальные** системы электропривода. Сб. научных трудов № 78. Пермь, изд. Пермского политехн. ин-та, 1970, 190 с.
194. **Статические** преобразователи в электроприводах переменного тока. Л., «Наука», 1968, 231 с.
195. **Танатар А. И.** Методы регулирования скорости асинхронных двигателей. Киев, «Техника», 1968, 157 с.
196. **Тарко Л. М.** Переходные процессы в гидравлических механизмах. М., «Машиностроение», 1973, 167 с.
197. **Тезисы** докладов 6-ой Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу. М., 1972, 179 с.
198. **Теория** пневмо- и гидропривода. Отв. ред. П. П. Артоболевский. М., «Наука», 1969, 264 с.
199. **Теория** машин-автоматов и пневмогидроприводов. Сб. статей. Под ред. Л. В. Петрокаса. М., «Машиностроение», 1970, 344 с.
200. **Тетельбаум И. М., Шлыков Ф. М.** Электрическое моделирование динамики электропривода механизмов. М., «Энергия», 1970, 191 с.
201. **Тер-Газарян Г. Н.** Несимметричные режимы синхронных машин. М., «Энергия», 1969, 214 с.
202. **Тиристорный** следящий электропривод. М., «Энергия», 1972, 128 с.
203. **Тиристорный** электропривод постоянного тока. М., «Энергия», 1971, 103 с.
204. **Тихонов В. В.** Электроприводы органов управления судами. Л., «Судостроение», 1969, 416 с.
205. **Топфер Г., Шрепель Д., Шварц А.** Пневматические системы управления. Пер. с нем. М., «Энергия», 1972, 87 с.
206. **Топфер Г., Шрепель Д., Шварц А.** Система пневматических элементов релейной техники. Пер. с нем. М., «Энергия», 1972, 87 с.
207. **Торопцев Н. Д.** Трехфазный асинхронный двигатель в схеме однофазного включения с конденсатором. Изд. 2-е, доп. М., «Энергия», 1970, 64 с.
208. **Трещев И. И.** Методы исследования электромагнитных процессов в машинах переменного тока. Л., «Энергия», 1969, 235 с.
209. **Туганов М. С.** Бесконтактный судовой электропривод. Л., «Судостроение», 1972, 344 с.
210. **Управление** вентильными электроприводами постоянного тока. М., «Энергия», 1970, 200 с.
211. **Управление** следящими электроприводами с применением цифровых устройств. М., «Энергия», 1969, 105 с.
212. **Филиппов Б. А.** Основы электропривода. М., «Энергия», 1969, 169 с.
213. **Фрер Ф.** и **Орттенбургер Ф.** Введение в электронную технику регулирования. Пер. с нем. М., «Энергия», 1973, 190 с.
214. **Фридкин П. А.** Безредукторный дугостаторный электропривод. Л., «Энергия», 1970, 138 с.
215. **Хаймович Е. М., Кулик В. К.** Повышение точности гидравлических синхронных систем. «Станки и инструмент», 1970, № 9, с. 23—25.
216. **Харитонов А. М.** Многоскоростные двигатели в промышленных электроприводах. М., Энергия», 1971, 95 с.
217. **Хорин В. Н.** Объемный гидропривод забойного оборудования. Изд. 2-е, М., «Недра», 1968, 422 с.
218. **Хохлов В. А.** Электрогидравлический следящий привод. Изд. 2-е, доп. М., «Наука», 1966, 240 с.
219. **Хрущев В. В.** Электрические микромашины переменного тока для устройств автоматики. Л., «Энергия», 1969, 286 с.

220. **Хэнкок Н.** Матричный анализ электрических машин. Пер. с англ. М., «Энергия», 1967, 225 с.

221. **Цикерман Л. Я., Шимкович В. В.** Проектирование, монтаж и эксплуатация систем автоматики. Исполнительные механизмы для автоматизации производственных процессов. М., «Высшая школа», 1971, 312 с.

222. **Чистов В. П., Бондаренко В. И., Святославский В. А.** Оптимальное управление электрическими приводами постоянного тока, М., «Энергия», 1968, 232 с.

223. **Шабанов В. А., Павлов А. И., Чернышев В. М.** Электропривод с глубоким регулированием скорости. М., «Энергия», 1973, 89 с.

224. **Шегал Г. Л., Коротков Г. С.** Электрические исполнительные механизмы в системах управления. М., «Энергия», 1968, 159 с.

225. **Шипилло В. П.** Автоматизированный вентильный электропривод. М., «Энергия», 1969, 400 с.

226. **Ширшев Л. Г.** Ионизирующие излучения и электроника. М., «Советское радио», 1969, 191 с.

227. **Шорников Е. Е.** Анализ и проектирование пневматических сервомеханизмов при нестационарном теплообмене. В кн.: VI Совещание по основным проблемам теории машин и механизмов. Тезисы докладов. Л., 1970, с. 67.

228. **Шубенко В. А.** и **Браславский И. Я.** Тиристорный асинхронный электропривод с фазовым управлением. М., «Энергия», 1972, 200 с.

229. **Шубенко В. А., Браславский И. Я., Шрейнер Р. Т.** Асинхронный электропривод с тиристорным управлением. Под ред. М. Г. Чиликина. М., «Энергия», 1967, 96 с.

230. **Шуйский В. П.** Расчет электрических машин. Сокр. пер. с нем. Л., «Энергия», 1968, 731 с.

231. **Шетинин Т. А.** Электропривод с индукционными муфтами и тормозами. М., «Машиностроение», 1971, 320 с.

232. **Экономическая** эффективность и разработка специальных систем приводов. Сб. статей. Л., 1971, 150 с.

233. **Электрогидравлические** следящие системы. Под ред. В. А. Хохлова. М., «Машиностроение», 1971, 431 с.

234. **Электромагнитные** процессы в приводах с частотным управлением. Л., «Наука», 1972, 196 с.

235. **Электроприводы** с оптимизацией рабочих режимов. Л., «Наука», 1970, 128 с.

236. **Электрические** машины малой мощности. Л., «Наука», 1970, 220 с.

237. **Юдицкий С. А.** Метод построения системы управления технологическими машинами-автоматами с гидро- и пневмоприводом. — В кн.: Пневматические средства и системы управления. М., «Наука», 1970, с. 14—23.

238. **Ямпольский Д. С., Орлова Т. А., Решмин Б. И.** Определение динамических параметров электропривода постоянного тока. М., «Энергия», 1971, 55 с.

239. **Араки Кэндзи.** Пневматические сервомеханизмы и перспективы их применения. Токио, «Юацука сэккей», 1973, 11, № 9, с. 22—27.

240. **Будзи К., Мацутоси А.** Устройства автоматического регулирования. Токио, «Никкан когё симбунса», 1967, 258 с.

241. **Кадо Тайити.** Особенности гидроприводов. «Кикай сэккэй», Токио, 1970, 14, № 1, с. 17—22.

242. **Катода Акира, Урано Масаюки.** Применение пневматики. Токио, «Юацука сэккей», 1969, 7, № 11, с. 91—96.

243. **Кукушев Г. П., Тенчев Б. И.** Элементы гидравлических систем. София, «Техника», 1968, 278 с.

244. **Марумо Кадзуёси.** Применение гидравлической техники. «Юацу гидзюцу» 1970, 9, № 2, с. 25—29.

245. **Мотомацу Сэйаки, Манда Тэцуро.** Способы применения регулирующего двигателя. «Дзидока гидзюцу», 1972, 4, № 12, с. 81—84.

246. **Нагасака Нагахико.** Характеристики и выбор серводвигателей постоянного тока. Токио, «Дэнки таккай дзасеи», 1969, 89, № 8, с. 1529—1536.

247. **Оиси Киёси, Сима Сатоси, Ямадзаки Эцуо.** Характеристики шагового двигателя в установившемся состоянии. «Сэйгё когаку». 1970, 14, № 10, с. 609—616.

248. **Оиси Киёси, Фукайа Юсуке.** Применение шаговых двигателей в схемах непрерывного регулирования. «Сэймицу кикай». 1973, 39, № 2, с. 213—218.
249. **Симидзу Тикара.** Проблемы применения пневматики при автоматизации. Токио, «Юацука сэккей», 1970, 8, № 3, с. 18—24.
250. **Тадзаки Ясуро.** Проектирование электрогидравлических сервомеханизмов. Токио, «Юацука сэккей», 1969, 7, № 7 с. 22—29.
251. **Такэтака Т., Урата Э.** Механика жидкости гидропривода. Токио, «Екэндо», 1968, 296 с.
252. **Тани И.** Гидродинамика. Токио, «Иванами сётен», 1969, 269 с.
253. **Урата Эйдзо.** Характеристики гидравлических сервомеханизмов. Токио, «Нихон кикай гаккай ромбунсю», 1970, 36, № 282, с. 229—238.
254. **Фуруя Е.** Механика жидкости. Токио, «Асакура сётен», 1968, 337 с.
255. **Яманако Такэо.** Выбор аппаратуры для электрогидравлических сервомеханизмов. Токио, «Юацука сэккей», 1969, 7 № 7, с. 14—21, 13.
256. **Achenbach H. P., Klose A.** Neues Pneumatic — Baukastensystem 25500. «Herion — Information», 1973, 12, № 1, 24—28 S.
257. **Affouard R.** Les installations hydrauliques. Conception et réalisation practique. Paris, «Compagnie française d'èditions», 1967, 154 p.
258. **Ambacher H.** Die electrische Steuerungstechnik electropneumatischer und electro-hydraulischer steuerungen. «Pneumatik Digest», Frankfurt. M., 1969, 3, № 5, 37—39 S.
259. **Andersen B. W.** The Analysis and Pesign of Pneumatic System. New York, «Wiley», 1967, 302 p.
260. **Andrews F. D.** Some aspects and applications of pneumatic process control. Cleveland, «Automation», 1970, 5, № 3, 9—11, 13—15 p.
261. **Antoniewicz J.** Automatyka. Warszawa, «WNT», 1973, 534 str.
262. **Basic** Developments in Fluid Dynamics Ed. by Holt, New York, «Academic Precs», 1968, 226 p.
263. **Bender H.** Das Verhalten der pneumatischen Stellantriebe gegenüber statischen und dynamischen Störgrössen. Hamburg, «Automatik», 1970, 15, № 3, 69—72 S.
264. **Binder K. A.** Elektrik und Pneumatik sinnvoll verknüpft. Mischtechnik bringt Vorteile. Frankfurt a. M., «Pneumatik Digest», 1974, 8, № 1, 29—30 S.
265. **Booth M. L.** Clutches for control applications. London, «Product Design Engineering», 1971, 10, Jan., 24—26 p.
266. **Brack G.** Technik der Automatisierungsgeräte. Berlin, «Technik», 406 S.
267. **Broersma J. G.** Design of Gears. Culemborg, «Stam», 1968, 214 p.
268. **Brown P. F.** Pneumatic control circuitry. London, «Engineering materials and design», 1969, 12, N 18, Suppl.: «Fluid Power Ref.», p. 13, 15, 17.
269. **Cane M.** What progress in the search for a better actuator. London, «Control and Instrumentation», 1972, 4, N 3, 43—45 p.
270. **Chambers P. M., Martin H. R., Alpay S. A.** A feasibility study into reduciny hydroulic servomotor power requirements. «12 th Joint Automat. Contr. Conf. Amer. Automat. Contr. Counc., St. Louis. Mo., 1971. Prepr. techn. pap.» New York, N. Y., 1971, 860—866 p.
271. **Chiappulini R.** Metodo di progetto spedito e rigoroso di idroservosistemi ed elettroidroservosistemi posizionali lineari. «Artomaz. e automat». 1969, 13, N 3, 3—10.
272. **Choy C. T., Leung W. S.** A. C. servomotors with concentrated stator windings. London, «Proceedingsof the Institution of Electricul Engineers», 1973, 120, N1, 67—72 p.
273. **Collingwood D.** Hydraulic control. «Engineering materials and design», London, 1969, 12, N 8, Suppl.: «Fluid Power Ref». 3—4 p.
274. **Comparing** steppingmotor performance. London, «Electronic Engineering», 1972, 44, N 535, 29 p.
275. **Dahm B.** Gresichtspunkte fur Auswahl und Wirtschaftlichkeit. Hydrautische Stellglieder und Servomechanismen in Steuerungen und Regelungen. «Automatik», Hamburg, R. V. Decker's Verlag, Teil II — 1970, 15, N 5, 166—170 S., Teil III — 1970, 15, N 6, 208—216 S.
276. **Dahmen J.** Figure of merit for stepper acseleration. New York, «Electromechanical Design», 1971, 15, N 4, 8—9 p.
277. **Def Toro V.** Electromechanical Devices for Energy Conversion and Control Sydtems. Englewood Cliffs, «Prentice — Hall», 1968, 617 p.

278. **Digitale** Informations verarbeitung mit pneumatischen Elementen (Vorträge des Internationalen Messekolloquiums vom. 29. Februar bis. 2 März 1968 in Halle) Berlin, «Kammer der Technik», 1969. 451 S.
279. **Dransfield P.** Research in fluid power. Sydney, «Australian chemical processing and Ingeneering», 1970, 23, N 5, 30—31, 33 p.
280. **Elektrohydraulische** Schrittmotoren. Stuttgart, «Technisches Zentralblatt für praktische Metallbearbeitung», 1970, 64, N 5, 261—262 S.
281. **Ernst L.** Elektrische Antriebe mit Induktions Kupplungen und Regelahtrieben. München, «Werkstatt und Betrieb», 1969, 102, N 11, 827—831 S.
282. **Everding K.** Pneumatisches Steuergerat ermöglicht ein neues Steuersystem — Bi — Selektor. «Konstr. Elem. Method». 1970, 7 N 8, 73—76, 81—83 S..
283. **Faisandier J.** Les mecanismes hydrauliques et èlectrohydrauliques. Troisième èdition. Paris, «Dunod», 1970, 465 p.
284. **Femling D. V.** Use MSI to control stepping motors. New York, «Control Engineering», 1969, 16, N 9, 76—80 p.
285. **Fieberg D.** Stellglieder und Stellantriebe in der Verfahrenstechnik. Hamburg, «Automatik», 1970, 15, N 12, 439—448 S.
286. **Findeisen W.** Technika regulagi automatycznej. Warszawa, «PWN», 1969, 441 str.
287. **Fischer F. A.** Features of eddy — current drives. Cleveland, «Automation», 1969, 16, N 8, 82—85 p.
288. **Gear** Design and Application. Ed. by N. P. Chironis, New York, «McGraw — Hill» 1967, 375 p.
289. **Gogolewski Z., Kuezewski Z.** Naped Elektryczny. Wyd. 4, Warszawa, «WNT», 1971, 728 str.
290. **Guillon M.** L'asservissement hydraulique et electrohydraulique. Tome I — Thèorie et technique. Tome 2 — Complements techniques et technologiques. Paris, «Dunod», 1972, 538 p.
291. **Guillon M., Blondel J. P.** Stabilizing linear positioncontrol servo systems. Cleveland, «Hydraulics and Pneumatics», 1971, 24, N 3 «Int. èdition», 29—31 p.
292. **Habiger E.** Two — Phase Servo — Motors. Berlin, Technik, 1973, 144 S.
293. **Haigh C. M. F.** Simple assembly aids and pneumatics. London, «Tooling», 1969, 23, N 10, 45—52 p.
294. **Haskins K. B.** The role of hydraulics in automation. Cleveland, «Automation», 1969, 4, N 7, p. 17, 19, 21.
295. **Hedges Ch. S.** Industrial Fluid Power. Vol. I — 183 p., Vol. II — 143 p. Dallas, «Wamack Machine Supply Co"., 1967.
296. **Heiden C.** Betriebsverhälthisse als Grundlagefür die Wahl der Elektromotors. I. «Elektriker», Antwerpen, 1969, 8, N 9, 333—338 S..
297. **Henke R. W.** Introduction to Fluid Power Circuits and Systems. London, «Addison — Wesley», 1970, 273 p.
298. **Himmler C. R.** Electrohydraulische Streuersysteme. Mainz, «Krausskopf», 1967, 176 p.
299. **Hoberman M. A.** A simplified approach to stepper motor control. New York, «Control Engineering», 1973, 20, N 9, 67—69 p.
300. **Kato Shinobu, Marui Etsuo.** Some considerations on characteristics of pneumatic servomechanism. «Bull. ISME», 1972, 15, N 80, 225—233 p.
301. **Kauffman J.** Hydraulic system disign. Cleveland, «Machine Design», 1969, 41, N 20, 118—120 p.
302. **Kennedy D. W.** High performace stepper motor alternative to analog servos. West Concord, «Computer Design», 1973, 12, N 1, 73—77 p.
303. **Kieronki** rozwojowe w pzieedzinie elementow automatyki Pol. red. M. Nalecz. Warszawa, «WNT»., 1969, 393 str.
304. **Kobler R.** Forderungen on pneumatische Steuerungen. Ludwigsburg, «Maschine», 1970, 24, N 2, 65—67 S.
305. **Kral W. A.** Steuerungstechnik «Konstr. Elem. Meth.», 1974, 11, N 2, 33—38 S.
306. **Lang E., Paetzold W.** Comandi idrostatici. Milan, «Apparecchiature idrauliche e pneumatiche», 1969, 9, N 66, 9—13.
307. **Lebig H.** Kennwerte pneumatischer Ventile und Steuerorgane. Goldach, «Schweizer Maschinenmarkt», 1973, 73, N 31, 56—58 S.

308. **Lehrbuch** der Automatisierungstechnik Hrsg. H. Kathe, Berlin, «Technik», 1969, 575 S.
309. **Littlehales J. S.** Pneumatic circuit control. London, «Fluid Power International», 1969, 34 N 403, 39—43 p.
310. **Longden B., Spriggs S. E.** A. C. and D. C. Servomotor and technogenerator features and design. London, «Control and Instrumentation», 1972, 4, N 10, 35—37 p.
311. **Martin K. F.** Peak pressures in a hydraulic servo. «14 th Soint Automatic. Contr. Cons., Columbus, Ohio, 1973. Prepr. techn. pap.» New York, N. Y., 1973, 954—963 p.
312. **Mäser W.** Einführung in die Probleme des Schrittmotorantiebes. «Sweiz. techn. Z.», 1973, 70 N 48, S. 969—976.
313. **McBean M. L.** Fluid power in low cost automation. London, «Engineering Designer», 1970, Sept., 2—3 p.
314. **McCloy D.** Discharge characteristics of servo valve orifices. «Proccedings 1968 Fluid Power International Conference, Sept». S. I., s. a. 43—50 p.
315. **McCloy, D. Martin H. R.** The Control of Fluid Power. London, «Longman», 1973, 367 p.
316. **Merritt H. E.** Hydraule Control System. New York, «Wiley», 1968, 331 p.
317. **Modern** Practice in servo Design. Ed. by D. R. Wilson, Oxford, «Pergamon Press», 1970, 313 p.
318. **Moeller.** Leitfaden der Elektrotechnik. Hrsg. Fricke Hans et al. Bd. 8. Hans — Jürgen Bederke et al. «Elektrische Antriebe und Streuerungen». Stuttgard, «Teubner», 1969, XII, 270 S.
319. **Moncur H. A.** Electric motor control equipment. «Quarry Managers' Journal», London, 1969, 53, N 11, 411—418 p.
320. **Nakano Kazuo.** Simple representation of frequency characteristics of hydraulic servomotors. Tokio, «Bulletin of the Tokio Institute of technology», 1968, N 89, 111—129 p.
321. **Nebel E.** Bestimmung der Regeltechnischen Kenngrössen von hydraulischen Bauelementen. Wiesbaden, «Ölhydraulik und Pneumatik», 1972, 16, N 10, 431—435 S.
322. **Newton G. C.** Stepping motor performance characterisation for point-to — point positional control. «12 th joint Automat. Contr. Conf. Amer. Automat. Contr. Counc., St. Louis, Mo., 1971. Prepr. techn. pap.» New York, N. Y. 1971, p. 841—850.
323. **Oppelt W.** Kleines Handbuch Technischer Regelvorgänge. Weinheim, «Chemie», 1972, 772 S.
324. **Oster J.** «Basic Applied Fluid Power Hydraulics» New York, «McGraw — Hill», 233 p.
325. **Paetzold W.** Die Schaltung von Folgesteuerungen bei Funktionsabläufen druckluftbetriebener Maschinen und Einheiten. Stuttgart, «Technisches Zentralblatt für practische Metallbearbeitung», 1970, 64, N 2, 77—80 S.
326. **Phillips A. A.** A simple electro — hydraulic servo mechanism has wide field of application. London, «Metalworking Production», 1969, 113, N 40, 18 p.
327. **Plapp. J. E.** Engineering Fluid Mechanics. Englewood Cliffs, «Prentice — Hall», 1968, 654 p.
328. **Pneumatic Handbook.** 2nd ed. by J. R. Fawcett, R. H. Warring Morden, «Trage und Technical Press», 1967, 616 p.
329. **Poppe H.** Moderne Elemente und systeme der Elektroantriebstechnik. I. Gleichstromantriebe. Berlin, «Elektro — Praktiker», 1969, 23 N11, 371—374 S.
330. **Power fluidics.** Symposium. London, «Measurement and Control» 1973, 6, N 7, 304 p.
331. **Pulaczewski J.** Automatika. Warszawa, «PWSZ», 1970, 523 str.
332. **Ranzi G.** L'idraulica e la pneumatica nelle machine. Torino, «Fluid apparecchiature idrauliche e pneumatiche», 1970, 10, N 76, p. 21—26.
333. **Rougeron C. L.** L'automatisation en pneumatique et la rèsolution des problèmes de logique. «Energie fluide. Hydraul., pneum., asserv lubrification»., 1974, 13, N 69, p. 37—43, N 70, p. 71—76.
334. **Schmidt E.** Die Anwendung des Servoventils in elektrohydraulischen Regelungen. «Konstr. Elem. Metod.», 1970, 7, N1, 60, 63 S.
335. **Serwomotors.** New York,«Electromechanical Design», 1973, 17, N 8, 279—282, 284 — 292, 294 p.

336. **Shimizi Kanryo, Usami Hiroshi.** Pulse motor. Kanagawa, «Fujutsu Scientific and Technical Journal, 1972, 8, N 4, 105—130 p.
337. **Speich H., Bucciarelli A.** Circuits ole dynamiques. Paris, «Energie fluide et librification», 1970, 9, N 3, p. 41—48.
338. **Stadler R.** Air over oil. «Automatic Machining», Rochester, 1969, 31, N 1, 45—46 p.
339. **Stephen D. D.** «Motor stability during system disturbances. «Electrical Times», 1969, 156, N 3, 44—47 p.
340. **Stepper** Motors. New York, «Electromechanical Design», 1973, 17, N 8, p. 227—238, 241.
341. **Stepper** motor hydraulic drive. «Fluid power International», London, 1970, 35, N 413, 113—115 p.
342. **Steuern** ung Regeln mit Schrittmotoren. «Elektronikpraxis», Würzburg, 1969, 4, N 10, 26, 28 S.
343. **Stewart H. L., Storer J. M.** Fluid Power. Indianapolis, «Sams», 1969, 512 p.
344. **Szydelski** 2. «Sprzegla i przekladnie hidrokinetyczne teoria, konstrukcja i eksploatacja. Warszawa, «WNT», 1973, 367 str.
345. **Taylor P. L.** Servomechanisms. 2nd. ed. London, «Longmans», 1969, 424 p.
346. **Thoma J. U.** Introduction á l'ètude des transmissions hydrauliques á huile et á la technique des systèmes hydrauliques. Paris, «Energie fluide Hydraul., pneumat., asserv., cubrification.» 1973, 12 N 64, p. 65—69.
347. **Thoma J. U.** Modern Oilhydraulic Engineering. Münich, «Trade and Technical Press», 1971, 340 p.
348. **Trend** is to ac variable speed drives. Toronto, «Modern Power and Engineering», 1969, 63, N 9, 62—66 p.
349. **Voigt J.** Grundlagen der Hydraulik. Berlin, «Technik», 1972, 260 S.
350. **Wanner W.** Crundlagen hydrostatischer Antriebe. Bern, «Technische Rundschau», 1969, 61, N 37, S. 5, 7, 9, N 44, S. 13, 15.
351. **Weetman M. J.** Fluidische Mechanismen zur Steuerung und Kraftübertragung. Wichtige Entwicklungen bei britischen Pneumatic — und Hydraulikgeräten. Wiesbaden, «Olhydraulik und Pneumatik», 1969, 13, N 11, 555—557 S.
352. **Whipple R. E., Rhodes B. L.** Selecting servomotors and servosystems. «Electro — Technol.», (USA), 1969, 84, N 3, 59—67 p..
353. **Whitehead H.** Design principles of pneumatic circuits. London, «Engineering Designer», Part I. Prelyminary considerations. 1972, 33, N 2, 45, 47, 49, 51 p. Part. II. Designing the circuit. 1972, 33, N 3, 45, 47—49, 51 p.
354. **Zimmer E.** Pneumatische Steuerungen. «Deutsche Elektrohandwerk», 1969, 44, N 18, S. 529—532.

АЛФАВИТНО-ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

А

Б

В

Г

Д

Ж

З

И

К

Л

М

Н

О

П

Р

С

Т

У

Ф

Х

Ц

Ч

Ш

ТЕХНИЧЕСКАЯ КИБЕРНЕТИКА

УСТРОЙСТВА И ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ

Книга 3

Исполнительные устройства и сервомеханизмы

Редактор издательства инж. *Л. П. Строганов*
Технический редактор *Н. Ф Дёмкина*
Корректор *А. П. Озерова*
Переплет и суперобложка художника *А. Я. Михайлова*

Сдано в набор 21/II 1975 г. Подписано в печать 11/XI 1975 г. Т-18214. Формат $60 \times 90^1/_{16}$. Бумага типографская № 2 Усл печ. л 46 Уч -изд. л. 49,1. Тираж 22 000 экз. Заказ 1907.
Цена 3 р. 21 к.

Издательство «Машиностроение». 107885, Москва, Б-78, 1-й Басманный пер., д. 3.

Ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское производственно-техническое объединение «Печатный Двор» имени А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли 197136, Ленинград, П-136, Гатчинская ул., 26.

3р21к.



«МАШИНОСТРОЕНИЕ»